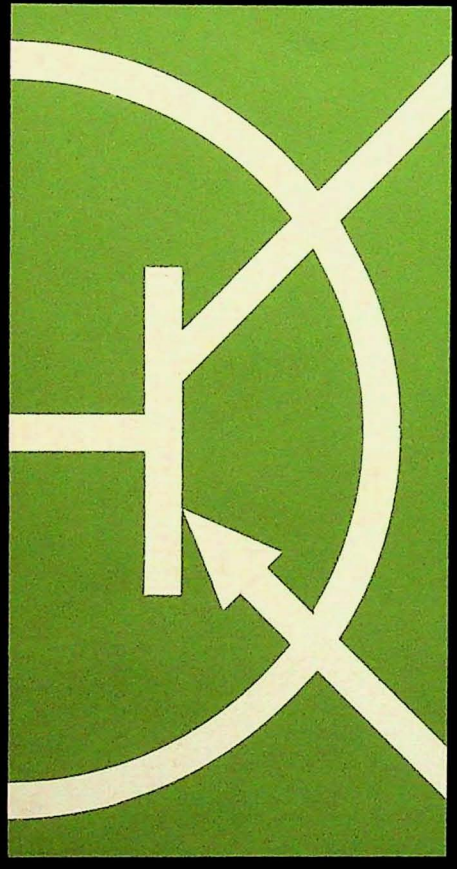


TOPP

Buchreihe Elektronik 24

Reinhard Schulz

Netzgeräte

Beispiele und Rechnungsgänge

Buchreihe Elektronik 24

Reinhard Schulz

Netzgeräte

Beispiele und Rechnungsgänge

Verlag Frech Stuttgart-Botnang

Vorwort

Ein paar Worte zum Inhalt des vorliegenden Buches:
Netzgeräte müssen sein, denn sie sind die erste Voraussetzung für eine einwandfrei funktionierende elektronische Schaltung. Ich habe mich bemüht, die Grundlagen zum Entwurf von Netzgeräten ziemlich einfach, doch so ausführlich wie nötig zusammenzutragen. Es ist nicht möglich, irgendeine universell verwendbare Schaltung anzugeben, denn jeder einzelne Fall ist anders und erfordert eine abweichende Dimensionierung. Dies ist mit Hilfe der angegebenen Formeln und Berechnungsbeispiele möglich. Mit einigen Worten wird auch jeweils die Funktion einer angegebenen Schaltung erklärt.
Beachten Sie bitte beim Nachbau, daß die angegebenen Halbleiter nur als Vorschlag gedacht sind. Es wurde besonders darauf geachtet, daß möglichst wenig verschiedene Typen vorkommen.
Anhand der wichtigsten Grenzwerte, die jeweils in den Stücklisten angegeben sind, können Sie selbst entsprechende Halbleitertypen auswählen.
Zur Kontrolle der in den Schaltungen angegebenen Spannungswerte reicht ein Instrument mit der Empfindlichkeit von 10 kΩ/V aus, falls keine besondere Angabe gemacht wird.
Dieses Buch soll denjenigen, die noch keine oder nur wenig Erfahrung im Bau von Netzgeräten haben, zu einem erfolgreichen Start verhelfen — allen anderen soll es eine gute Arbeitsunterlage sein.

Reinhard Schulz

ISBN 3-7724-0077-9

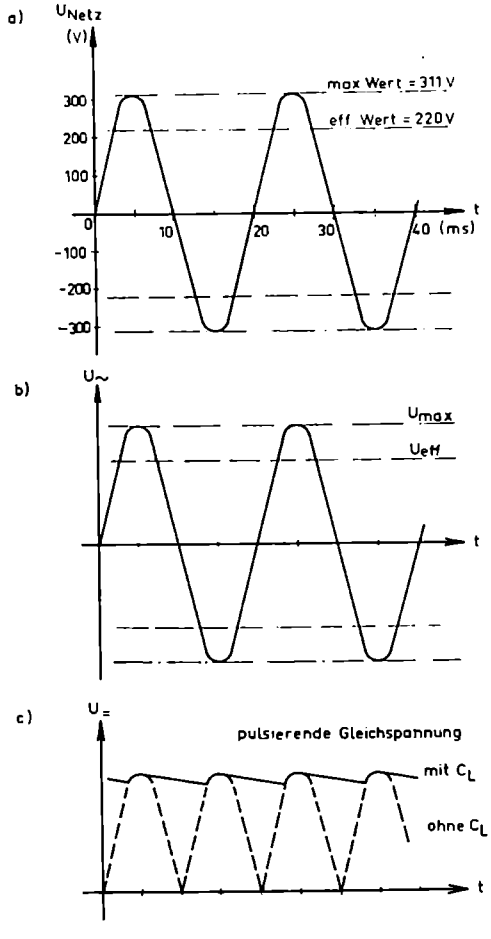
4. Auflage 1975
© 1969 Verlag und Druckerei M. Frech, Stuttgart-Botnang
Wissenschaftliche Assistenz: Dipl.-Ing. Otmar Kilgenstein
Druck: Frech, Stuttgart-Botnang

Inhalt

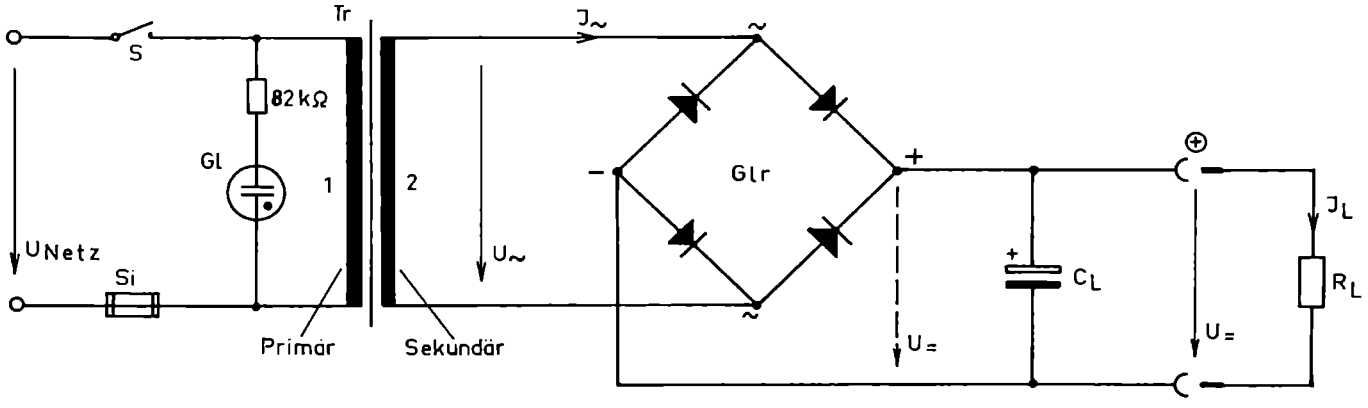
1. Grundschaltung des Netzgerätes zur Gleichspannungserzeugung 4
2. Einfache Berechnung eines Netztransformators mit Transformator- und Drahttabelle 6
3. Gleichrichterschaltungen 8
   a) Einweggleichrichter 8
   b) Zweiweggleichrichter 9
   c) Brücken- oder Graetzgleichrichter 10
   d) Villardschaltung, Spannungsverdopplung ... 11
   e) Delonschaltung, Spannungsverdopplung 12
   f) doppelte Zweiweg-Gleichrichterschaltung, symmetrische Spannungen 13
   g) Kommentar 14
4. Siebschaltungen 15
   a) RC-Glied 15
   b) LC-Glied 16
   c) elektronische Siebung 16
5. Spannungsstabilisierung mit der Z-Diode, mit Kennlinien und Berechnung der Grundschaltung . 18
6. Weitere Anwendungsbeispiele für die Z-Diode .. 21
   a) zweistufige Stabilisierung 21
   b) Brückenstabilisierungsschaltung 22
   c) Wechselspannungsstabilisierung 22
7. Einfache Regelschaltung zur Spannungsstabilisierung 24
   Beispiel 1: U_2 = 10 V I = 0 ... 100 mA 25
   Beispiel 2: U_2 = 6 V I = 0 ... 200 mA . . . 26
   Beispiel 3: U_2 = 10 V I = 0 ... 1 A 28
8. Einfache Regelschaltung zur Stromstabilisierung 30
   Beispiel 4: I = 10 mA, U_2 = 0 ... 10 V
   ≙ R_L = 0 ... 1 kOhm 31
   Beispiel 5: I = 100, 10, 1, 0,1 mA; U_2 = 0 ... 10 V 32
9. Regelschaltung zur Spannungs- und Stromstabilisierung 34
   a) Prinzip und Grundschaltung 34
   b) Beispiele
   Beispiel 6: U_2 = 15 V, I = 0 ... 0,5 A . . . 37
   Beispiel 7: U_2 = 10 ... 20 V, I = 0 ... 1 A . 44
   Beispiel 8: U_2 = 0 ... 20 V, I = 0 ... 1 A . 48
   Beispiel 9: + U_a = 0 ... 20 V, I = 0 ... 1 A .
   — U_a = 0 ... 20 V, I = 0 ... 1 A . 56
10. Wärmeableitung bei Halbleitern 67
   10.1 Ermitteln der Verlustleistung im Transistor 67
   10.2 Wärmewiderstand R_{th} 67
   10.3 Rechenbeispiel 68
   10.4 Verlustleistungs-Diagramm 69
   10.5 Wann ist ein Kühlkörper erforderlich . . 69
   10.6 Thermische Ersatzschaltung 71
   10.7 Berechnung eines Kühlkörpers 72
   10.8 Die Bedeutung der verschiedenen Kenngrößen 72
   10.9 Anfertigen von Kühlkörpern 76
   10.10 Rechenbeispiel 78
11. Halbleiter - Daten 80

1. Grundschaltung des Netzgerätes zur Gleichspannungserzeugung

Die Netzspannung (Bild a) gelangt über die Sicherung Si und den Schalter S zur Primärwicklung des Netztransformators Tr. Die „transformierte" Spannung U~ erscheint auf der Sekundärseite (Bild b). Sie wird im Gleichrichter Glr gleichgerichtet; der Ladekondensator C_L dient zur Glättung der pulsierenden Gleichspannung. Ein Kondensator ist ein Energiespeicher, während die pulsierende Gleichspannung auf den maximalen Wert ansteigt, wird der Kondensator aufgeladen, und wenn die Spannung in der darauffolgenden Pausenzeit auf Null zurückgeht, gibt der Ladekondensator einen Teil seiner Energie an den Lastwiderstand ab (Zeichnung c). Damit ist erklärt, warum der Ladekondensator einen möglichst großen Wert haben sollte.



Spannungsdiagramme: (Frequenz f = 50 Hz)
a) Netzspannung = Primärspannung
b) Sekundärspannung
c) Gleichspannung, ohne und mit C_L



Bezeichnungen:

Si	=	Feinsicherung
S	=	Netzschalter, Aus — Ein
Gl	=	Glimmlampe, Einschaltkontrolle
Tr	=	Netztransformator (1 = Primärseite, 2 = Sekundärseite)
Glr	=	Gleichrichter (Brückenschaltung)
C_L	=	Ladekondensator
R_L	=	Lastwiderstand
U~	=	Sekundärspannung
$U_=$	=	Gleichspannung
I_L	=	Laststrom

2. Einfache Berechnung eines Netztransformators

1. Bestimmen der sekundärseitig benötigten Leistung:

$$P_{sek} = U\sim \cdot I\sim = K_x \cdot U_= \cdot I_=$$

(siehe Gleichrichterschaltungen).

Die Gleichspannungen und -ströme unterscheiden sich von den Wechselspannungsgrößen, weil am Gleichrichter und am Innenwiderstand des Transformators ein Spannungsabfall auftritt, der zusätzlich noch vom Ladekondensator (Stromflußwinkel) abhängig ist.
Im Bereich von 10 V kann man als guten Näherungswert $U\sim$ ca. $U_=$ ansetzen. Die Verluste sind dann etwa ausgeglichen.

2. Auswählen des erforderlichen Transformatorkernes aus der Tabelle.

3. Berechnen der primärseitigen Windungszahl:
bei 220 V, 50 Hz und 12 kG (max. Induktion)

$$W_1 = \frac{8400}{A_E\,(cm^2)}$$

4. Drahtdurchmesser Primärseite bei i = 2,5 A/mm²

und

$$I_1 = \frac{1{,}1 \cdot P_{sek}}{220\ V}$$

d_1 aus der Drahttabelle entnehmen
(d_1 nicht kleiner als 0,08 mm wählen).

5. Windungszahl Sekundärseite

$$W_2 = \frac{K \cdot U\sim \cdot W_1}{220\ V}$$

K ist abhängig vom Trafokern, siehe Tabelle.

6. Drahtdurchmesser Sekundärseite d_2 für den Strom $I\sim$ aus der Drahttabelle entnehmen.

7. Vergleichen des erforderlichen Wickelquerschnitts $A_1 + A_2$ mit der Fensterfläche $^2/_3\ A_F$ ($^2/_3\ A_F$ aus der Tabelle)

$A_1 = \frac{W_1}{a_1}$	$A_2 = \frac{W_2}{a_2}$

a_1 aus der Drahttabelle entsprechend d_1
a_2 aus der Drahttabelle entsprechend d_2
$A_1 + A_2 \leqq {}^2/_3\ A_F$
$^1/_3$ der Fensterfläche wird benötigt für Spulenkörper und Zwischenisolationen. Nach jeweils 30 V ist eine Lage Ölpapier als Isolation nötig.

Transformatortabelle

P_{sek} (VA)	Kern	A_E (cm²)	K	$^2/_3\ A_F$ (cm²)
5	M 42/15	1,6	1,15	1,8
15	M 55/20	3,1	1,15	2,7
30	M 65/27	4,9	1,15	3,7
50	M 74/32	6,7	1,10	4,8
90	M 85/32	8,5	1,10	5,1
130	M 102/35	10,8	1,05	7,8

P_{sek} = Scheinleistung, Sekundärseite
Kern = Länge / Höhe, M-Schnitt
A_E = effektiver Eisenquerschnitt
K = Korrekturfaktor
$^2/_3\ A_F$ = effektive Fensterfläche = max. Wickelquerschnitt

Mit Hilfe der Widerstandsangabe Ω/m läßt sich der Innenwiderstand des Transformators abschätzen. Der Drahtdurchmesser sollte so groß gewählt werden, daß die effektive Fensterfläche von $^2/_3\ A_F$ ausgenutzt ist.

Drahttabelle

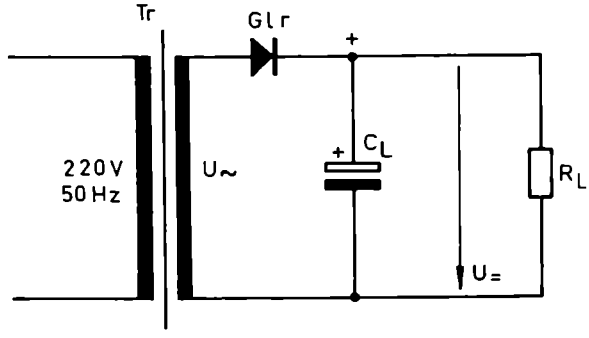
Ø (mm)	a (Wdg/cm²)	max. Strom I~	Widerstand (Ω/m)
0,08	8200	13 mA	3,5
0,10	5700	20 mA	2,2
0,12	4000	30 mA	1,55
0,15	2800	45 mA	0,99
0,18	2070	65 mA	0,69
0,20	1720	80 mA	0,56
0,25	1140	0,125 A	0,36
0,30	810	0,18 A	0,25
0,35	600	0,245 A	0,18
0,40	470	0,32 A	0,14
0,5	308	0,5 A	0,09
0,6	217	0,72 A	0,06
0,7	164	0,98 A	0,046
0,8	125	1,3 A	0,035
0,9	100	1,6 A	0,028
1,0	83	2,0 A	0,022
1,2	59	2,9 A	0,015
1,5	39	4,5 A	0,010

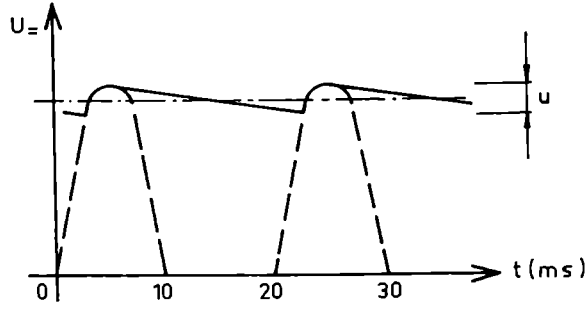
3. Gleichrichterschaltungen

und Berechnung des Ladekondensators

a) Einweggleichrichter

$P_{sek} = 2{,}3 \cdot U_{=} \cdot I_L$	C_L (µF) I_L (mA) u (V)
$C_L = 18 \cdot \frac{I_L}{u}$	
u = Zulässiger Wechselspannungsanteil oder „Brummspannung (V_{ss})"	



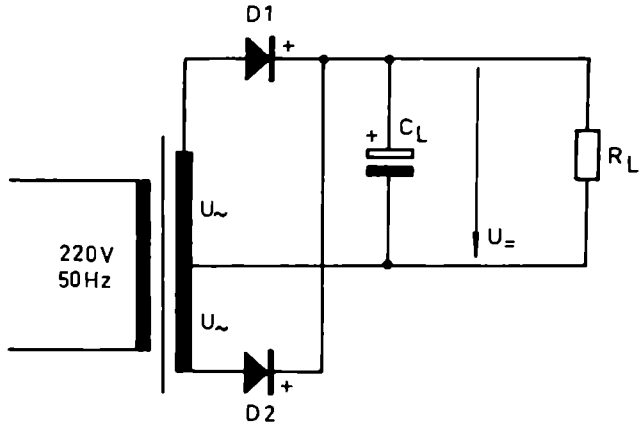


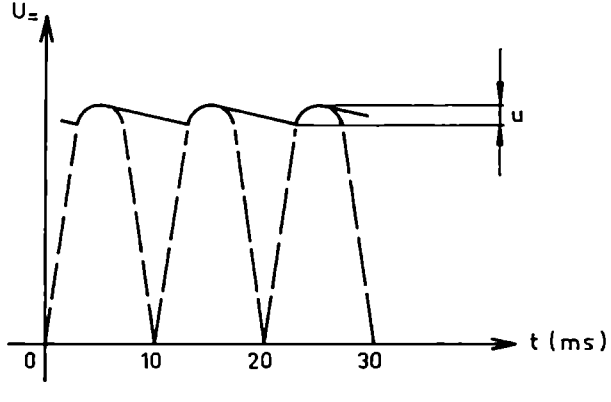
Diese Schaltung wird üblicherweise nur bei geringen Lastströmen gewählt. Da der Strom nur während einer Halbwelle in der Sekundärwicklung fließt, wird der Eisenkern vormagnetisiert. Darum ist der Leistungsfaktor $K_x = 2{,}3$ sehr ungünstig.

b) Zweiweggleichrichter, Mittelpunktschaltung

$P_{sek} = 1{,}8 \cdot U_{=} \cdot I_L$	C_L (µF) I_L (mA) u (V)
$C_L = 9 \cdot \frac{I_L}{u}$	

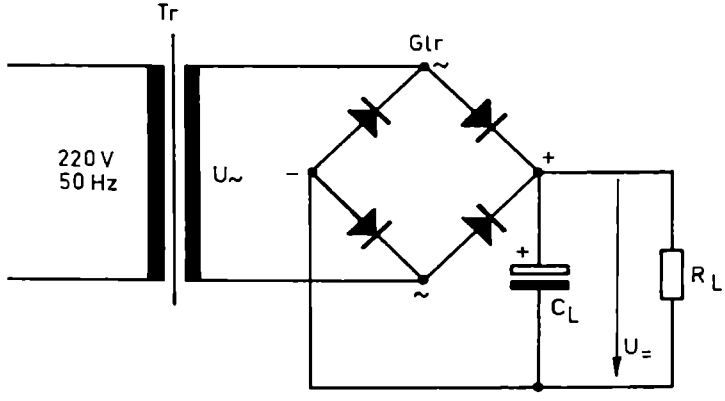
Bei dieser Schaltung werden beide Halbwellen von getrennten Sekundärwicklungen entnommen. Da während der positiven und negativen Periode der Strom fließt, tritt keine Vormagnetisierung des Eisenkerns auf.
Diese Schaltung wird man wählen, wenn Einzeldioden eingesetzt werden und für beide Wicklungen Platz vorhanden ist.

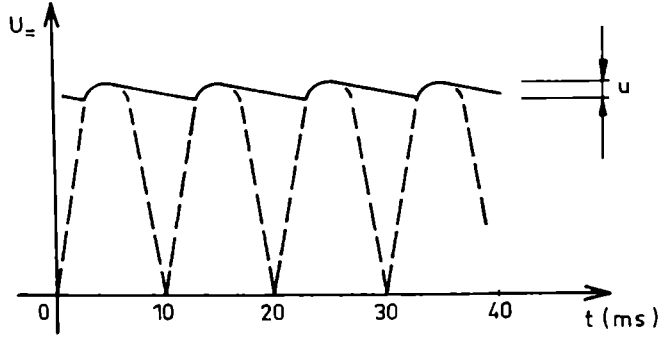




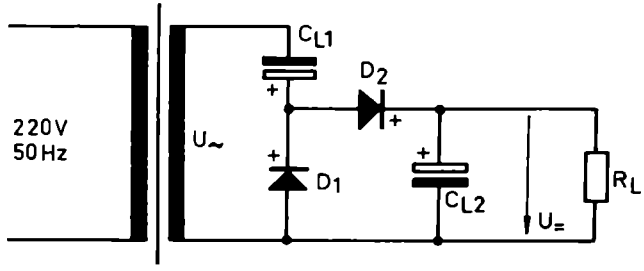
c) Brücken- oder Graetzgleichrichter

$P_{sek} = 1{,}4 \cdot U_{=} \cdot I_L$	C_L (µF) I_L (mA) u (V)
$C_L = 9 \cdot \frac{I_L}{u}$	



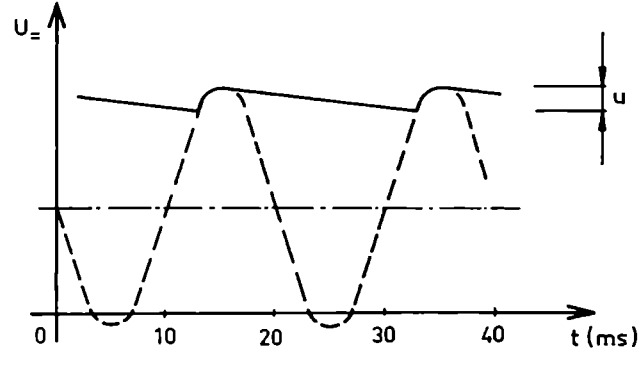


Diese Gleichrichterschaltung bietet die meisten Vorteile. Während beider Halbwellen wird die Leistung der gleichen Sekundärwicklung entnommen. Dadurch ist der Leistungsfaktor sehr günstig.



d) Villardschaltung, Spannungsverdopplung

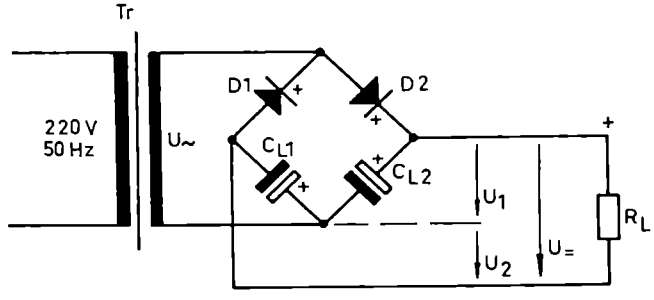
$P_{sek} = 1{,}8 \cdot U_= \cdot I_L$	C_L (µF) I_L (mA) u (V)
$C_{L1} = 40 \cdot \frac{I_L}{u}$	
$C_{L2} = 20 \cdot \frac{I_L}{u}$	



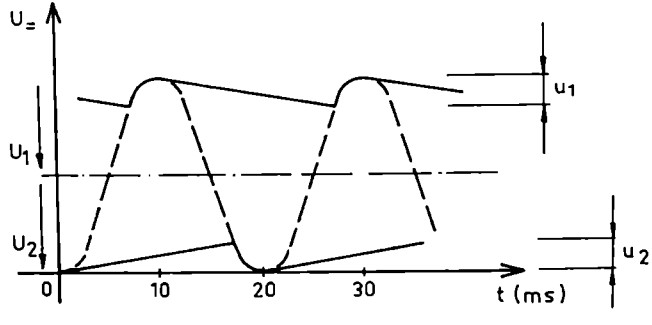
Diese Schaltung zur Spannungsverdopplung wird verwendet, wenn ein Pol der Gleichspannung geerdet werden soll.
Bei der Dimensionierung ist darauf zu achten, daß C_{L1} doppelt so groß wie C_{L2} gewählt wird, daß an C_{L1} die einfache Gleichspannung und an C_{L2} die doppelte Gleichspannung erscheint.

e) Delonschaltung

$P_{sek} = 1{,}4 \cdot U_{=} \cdot I_L$	C_{L1}, C_{L2} (µF) I_L (mA) u (V)
$C_{L1} = C_{L2} = 20 \frac{I_L}{u}$	

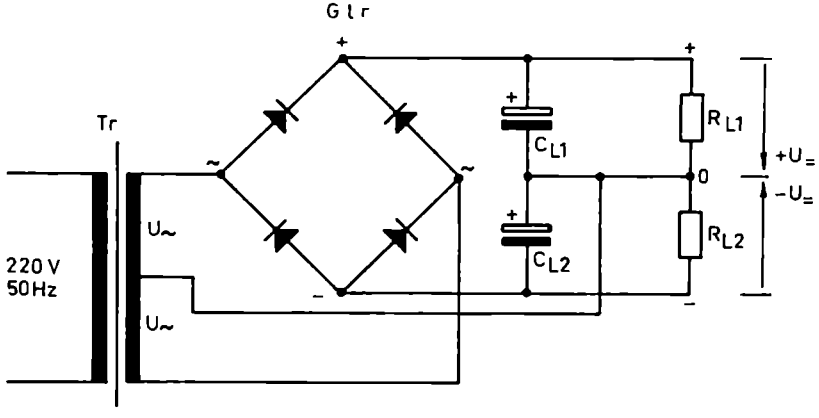


Die Delonschaltung dient zur Spannungsverdopplung. Man kann sie sich vorstellen als zwei in Reihe geschaltete Einweggleichrichter. Während der negativen Halbwelle wird C_{L1} über D_1 aufgeladen und während der positiven C_{L2} über D_2. Die Ausgangsgleichspannung $U_=$ ist die Summe beider Teilspannungen.
Mit Hilfe der Delonschaltung lassen sich auch zwei Einzelspannungen aus einer Sekundärwicklung erzeugen, wobei U_1 positiv und U_2 negativ ist. Bei unterschiedlicher Belastung sind die Kondensatoren C_{L1} und C_{L2} auch entsprechend zu dimensionieren. Außerdem ist der Leistungsfaktor nicht mehr so günstig.



f) doppelte Zweig-Gleichrichterschaltung

Mit dieser Schaltung ist es sehr einfach möglich, zwei symmetrische Spannungen zu erzeugen.



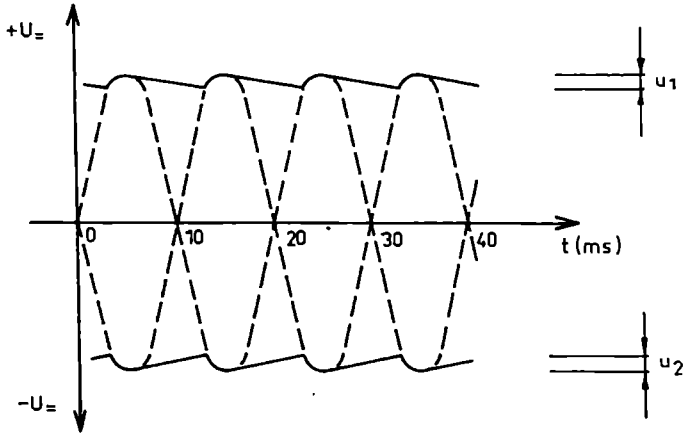
bei symmetrischer Belastung

$P_{sek} = 1{,}4 \cdot (P_1 + P_2)$	
$C_{L1} = 10 \cdot \frac{I_{L1}}{u_1}$	$C_{L2} = 10 \cdot \frac{I_{L2}}{u_2}$
C_{L1}, C_{L2} (μF) I_{L1}, I_{L2} (mA) u_1, u_2 (V)	

bei sehr verschiedener Belastung

$P_{sek} = 1{,}8 \cdot (P_1 + P_2)$	
$C_{L1} = 10 \cdot \frac{I_{L1}}{u_1}$	$C_{L2} = 10 \cdot \frac{I_{L2}}{u_2}$
C_{L1}, C_{L2} (μF) I_{L1}, I_{L2} (mA) u_1, u_2 (V)	

Man kann ebenfalls jedes System für sich ausnützen. Der Leistungsfaktor wird dann etwas ungünstiger.
Aus dem Spannungsdiagramm ist deutlich die maximale Ausnutzung aller Bauelemente ersichtlich.



g) Kommentar

Zur exakten Berechnung von Gleichrichterschaltungen müssen weitere Kenngrößen z. B. Transformatorersatzschaltung und Gleichrichterkennlinie ermittelt werden. Der Aufwand ist selten gerechtfertigt, da man bereits mit diesen einfachen Formeln, in die noch eine gewisse Reserve eingefügt ist, zu brauchbaren Resultaten kommt.
Zur Ermittlung der Grenzwerte sind die in der Tabelle aufgeführten Größen in der jeweiligen Formel einzusetzen. Für abweichende Netzfrequenz können die Formeln ebenfalls verwendet werden, es gilt dann die Überlegung:
bei doppelter Frequenz, gleichem Laststrom und gleichem Ladekondensator erhält man die halbe Brummspannung.
Die allgemeine Formel lautet:

$$u\sim (V_{ss}) = K_{CL} \cdot \frac{I_L\,(mA)}{C_L\,(\mu F)} \cdot \frac{50\ Hz}{f_x}$$

Gleichrichterschaltung	Einweg	Zweiweg	Brücke	Erläuterungen
K_x = Leistungsverhältnis $\frac{\text{Transformator}}{\text{Verbraucher}}$	1,7	1,4	1,25	$K_x = \frac{P_{sek}}{U= \cdot I_L}$ $\left[\frac{VA}{V \cdot A}\right]$
K_{CL} bei ca. 5% eff. Brummanteil am Ladekondensator und 50 Hz Netz	14	6	6	$K_{CL} = \frac{C_L}{I_L/u\sim}$ $\left[\frac{\mu F}{mA/V_{ss}}\right]$

4. Siebschaltungen

Bei einem zu großen Wechselspannungsanteil [u] am Ladekondensator ist eine Siebschaltung erforderlich. Die häufigste Anwendung ist bei der Gleichspannungsversorgung von Verstärkern gegeben. Falls die Siebung nicht ausreicht macht sich ein „Brummen" (von 50 oder 100 Hz) störend bemerkbar. Wenn bei einer Verstärkerschaltung die zulässige Brummspannung nicht angegeben ist, kann man näherungsweise mit folgenden Werten für die Endstufe rechnen: [u] bei voller Belastung etwa $^1/_{20}$ der Betriebsspannung, bei hochwertigen Verstärkern etwa $^1/_{50}$ der Betriebsspannung. Man kann dann den Siebfaktor [S] berechnen. Um diesen Faktor muß die restliche Wechselspannung am Ladekondensator [u_L] verringert werden.

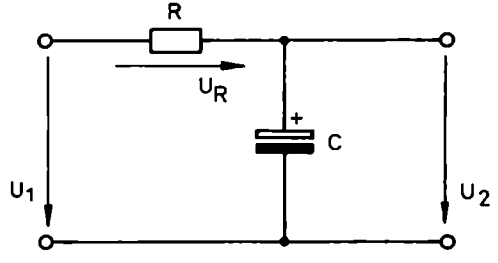
$S = \frac{u_L}{u_S}$	u_L = Wechselspannungsanteil am Ladekondensator u_S = Wechselspannungsanteil am Siebkondensator S = Siebfaktor

Wichtig bei der Berechnung des Siebfaktors ist die Frequenz des Wechselspannungsanteils, die durch die Gleichrichterschaltung gegeben ist:

bei Einweg-, Villard- und Delonschaltung ist f = 50 Hz
bei Mittelpunkts-, Brücken- und
doppelter Zweiwegschaltung ist f = 100 Hz

a) RC-Glied

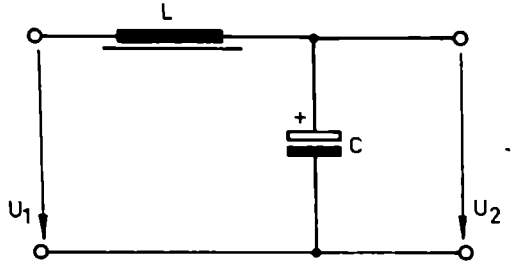
Beim RC-Glied ist der Spannungsabfall $U_R = I \cdot R$ am Siebwiderstand zu berücksichtigen. Um diesen Spannungsabfall klein zu halten, muß auch R möglichst klein gewählt werden.



Der Siebkondensator C wird dann nach folgenden Formeln berechnet:

für f = 50 Hz und S größer als 3	$C = 3{,}2 \cdot 1000 \cdot \frac{S}{R}$	C (µF) R (Ohm)
für f = 100 Hz und S größer als 3	$C = 1{,}6 \cdot 1000 \cdot \frac{S}{R}$	

b) LC-Glied



Ein LC-Glied ist wesentlich wirksamer als ein RC-Glied. Es wird nicht oft verwendet, weil eine entsprechende Siebdrossel selten vorhanden ist und es sehr viel Arbeit macht, eine zu bauen. Allerdings wird von der Möglichkeit, einen nicht sehr hochohmigen Eintakt-Ausgangstransformator (Prim.-Wicklung 200 . . . 800 Ohm) zu verwenden, zu wenig Gebrauch gemacht. Wichtig ist der Luftspalt, der im magnetischen Kreis des Kerns vorhanden sein muß.
Wenn die Induktivität bekannt ist, oder ausgemessen wurde, kann C nach folgenden Formeln berechnet werden:

für f = 50 Hz	$C = \frac{S+1}{L} \cdot 10$	C (µF) L (H)
für f = 100 Hz	$C = \frac{S+1}{L} \cdot 2{,}5$	

c) elektronische Siebung

Die Siebwirkung dieser Schaltung entsteht durch den Regeleffekt des Transistors T.
Wenn der Arbeitspunkt von T so eingestellt ist, daß die minimale Kollektor-Emitterspannung $U_{CE\ min}$ die Restspannung $U_{CE\ Rest}$ nicht unterschreitet, dann ist die Ausgangsspannung U_2 gleich der Spannung am Siebkondensator vermindert um den etwa konstanten Schwellwert des Transistors:

$$U_2 = U_C - U_{BE}$$

Zum Einstellen des Arbeitspunktes dient der Widerstand R:

$$R = \frac{U_{CE\ mittel} - U_{BE}}{I_B}$$

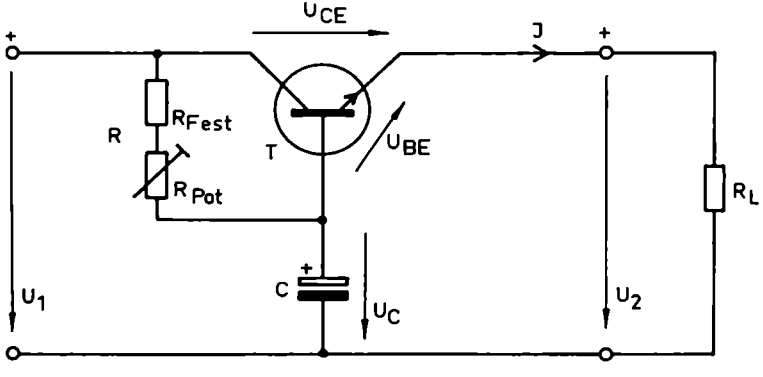
$U_{CE\ mittel} \geq U_{CE\ Rest} + u_1/2$	$I_B = \frac{I}{B}$

praktische Werte für $U_{CE\ Rest}$: 0,8 . . . 1,5 V

Damit Exemplarstreuungen des Transistors ausgeglichen werden können, wird R aufgeteilt, in einen Festwiderstand (R_{Fest} ca. 50% von R) und ein Trimmpotentiometer (R_{Pot} ca. 70% von R).

Wenn der Stromverstärkungsfaktor B des Transistors groß ist, kommt man mit einem kleinen Steuerstrom I_B aus, so daß man für R einen großen Wert erhält; dadurch wird auch der Siebfaktor entsprechend groß:

$S = \frac{R \cdot C}{1{,}6 \cdot 1000}$	R (Ohm) C (µF) u. f = 100 Hz $S = \frac{u_1}{u_2}$



Berechnung:

1. Auswahl des Transistors nach Verlustleistung und Stromverstärkung B

$$P_{tot} = I \cdot U_{CE\ mittel}$$
$$\geqq I\ (U_{CE\ Rest} + u_1/2)$$

2. Berechnen von R

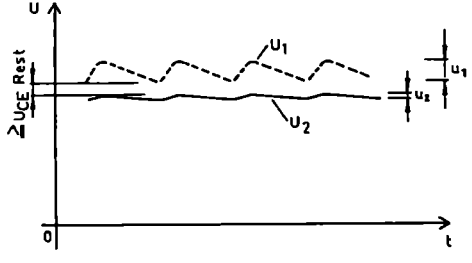
$$R = \frac{U_{CE\ mittel} - U_{BE}}{I_B} \qquad I_B = \frac{I}{B}$$

aufteilen in Festwiderstand R_{Fest} ca. $0.5 \cdot R$
und Trimmpotentiometer R_{Pot} ca. $0{,}7 \cdot R$
abgleichen auf $U_{CE\ mittel}$

3. Berechnen des erforderlichen Siebkondensators C

$$C = 1{,}6 \cdot 1000 \cdot \frac{S}{R}$$

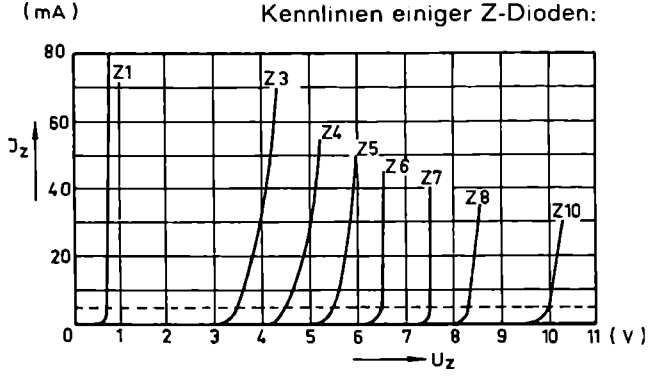
C (µF) f = 100 Hz
R (Ohm) $S = \frac{u_1}{u_2}$



5. Spannungsstabilisierung mit der Z-Diode

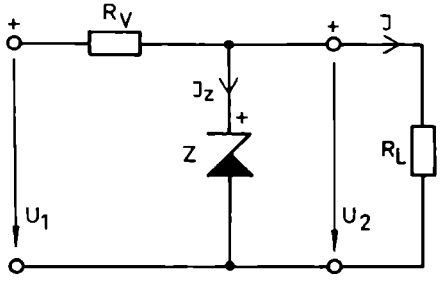
Die Z-Diode hat die Eigenschaft, daß beim Überschreiten der Zenerspannung U_Z, der Strom lawinenartig wächst, (Zenereffekt). Dieser Effekt wird bei der Grundschaltung zur Spannungsstabilisierung ausgenützt. Bei größer werdender Eingangsspannung U_1 nimmt der Strom durch die Z-Diode zu, so daß der Spannungsabfall am Vorwiderstand R_v ebenfalls zunimmt und die Spannung U_2 über der Z-Diode konstant bleibt.

Kennlinien einiger Z-Dioden:

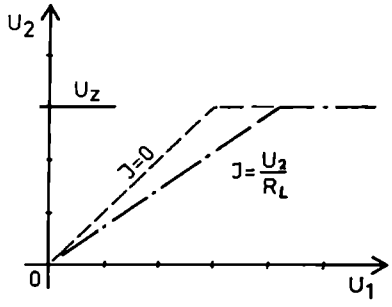


Kennwerte einiger Z-Dioden (P_{tot} = 250 mW):

Typ	Zenersp. U_Z	diff. Wid. r_z bei 5mA	diff. Wid. r_z bei 20mA	max. Strom I_z bei 25 °C	Temp. Koeffizient von U_z bei I_z = 5mA
Z 3	3 ... 4 V	75 Ohm	16 Ohm	75 mA	— 0,8 ... — 0,4 %/10 °C
Z 4	4 ... 5 V	65 Ohm	12 Ohm	60 mA	— 0,6 ... — 0,2 %/10 °C
Z 5	5 ... 6 V	35 Ohm	6 Ohm	50 mA	— 0,3 ... + 0,4 %/10 °C
Z 6	6 ... 7 V	4 Ohm	0,5 Ohm	43 mA	— 0,1 ... + 0,6 %/10 °C
Z 7	7 ... 8 V	3 Ohm	0,6 Ohm	37 mA	+ 0,2 ... + 0,7 %/10 °C
Z 8	8 ... 9 V	4 Ohm	0,8 Ohm	33 mA	+ 0,4 ... + 0,7 %/10 °C
Z 10	9 ... 11 V	7 Ohm	1,6 Ohm	27 mA	+ 0,5 ... + 0,8 %/10 °C
Z 12	11 ... 13,5 V	14 Ohm	3 Ohm	22 mA	+ 0,6 ... + 0,9 %/10 °C
Z 15	13,5 ... 16,5 V	25 Ohm	12 Ohm } bei	18 mA	+ 0,7 ... + 0,9 %/10 °C
Z 18	16,5 ... 20 V	40 Ohm	20 Ohm } 10 mA	15 mA	+ 0,8 ... + 0,95 %/10 °C
Z 22	19,6 ... 24,5 V	55 Ohm	25 Ohm }	9 mA	+ 0,8 ... + 1,0 %/10 °C



Grund-Schaltung



Spannungs-Diagramm $U_2 = f(U_1)$

Für diese Schaltung erhält man folgende Bedingungen:

1. Die minimale Eingangsspannung $U_{1\,min}$ ist gleich der Summe aus der Zenerspannung U_Z und dem Spannungsabfall $(I \cdot R_v)$ am Vorwiderstand entsprechend der Formel

$$U_{1\,min} = U_z + R_v \cdot (I_{max} + I_{z\,min})$$

2. Die maximale Eingangsspannung $U_{1\,max}$ ist durch die zulässige Verlustleistung in der Z-Diode gegeben:

$$P_{tot} = U_z \cdot I_{z\,max}.$$

Daraus ergibt sich die Formel

$$U_{1\,max} = U_z + R_v \cdot (I_{min} + I_{z\,max})$$

Die Spannungsschwankungen von U_1 werden durch Netzspannungsänderungen und durch den Spannungsabfall am Innenwiderstand der Gleichrichterschaltung bei unterschiedlicher Belastung verursacht. Man führt die 2 Konstanten

$$k_1 = \frac{U_{1\,min}}{U_1} \quad \text{und} \quad k_2 = \frac{U_{1\,max}}{U_1} \quad \text{ein;}$$

als praktische Werte rechnet man bei Netzspannungsschwankungen von $\pm$ 10% mit $k_1 = 0{,}8$ und $k_2 = 1{,}1$ bei — 20% ... + 10% mit $k_1 = 0{,}7$ und $k_2 = 1{,}1$.
Diese Werte gelten nur für eine geringe Stromentnahme. Je größer die Spannungsänderungen sind, desto mehr Leistung muß im Vorwiderstand im Normalbetrieb vernichtet werden.

Berechnung:

1. Auswahl der Z-Diode
In der Regel ist die Ausgangsspannung U_1 und der Belastungsstrom $I_{min} \ldots I_{max}$ bekannt. Damit noch eine gute stabilisierende Wirkung vorhanden ist, sollte der maximale Zenerstrom $I_{Z\ max}$ etwa 2- bis 3mal größer als I_{max} sein. Die Z-Diode ist durch diese Angaben bestimmt. Man sieht gleichzeitig, daß die Anwendung dieser Stabilisierungsschaltung auf kleine Leistungen beschränkt bleibt.

2. Mindestgröße der Eingangsspannung U_1

$$U_1 = U_z \cdot \frac{(I_{z\ max} + I_{min}) - (I_{z\ min} + I_{max})}{k_1 \cdot (I_{z\ max} + I_{min}) - k_2\ (I_{z\ min} + I_{max})}$$

3. Vorwiderstand R_v

$$R_v = \frac{k_2 \cdot U_1 - U_z}{I_{min} + I_{z\ max}}$$

4. Kontrolle

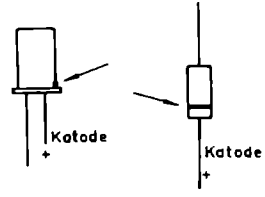
$$I_{z\ min} = \frac{k_1 \cdot U_1 - U_z}{Rv} - I_{max}$$

Kennzeichnung der Z-Diode:
Die Katode ist durch einen Farbpunkt oder -balken gekennzeichnet. Bei Leistungs-Z-Dioden ist die Katode mit dem Metallgehäuse verbunden.

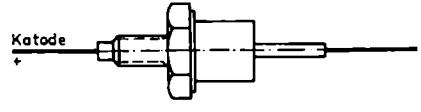
Schaltzeichen

Ausführungsformen:

Kleinleistungs-Z-Dioden
z. B. Z-Serie, P_{tot} = 250 mW

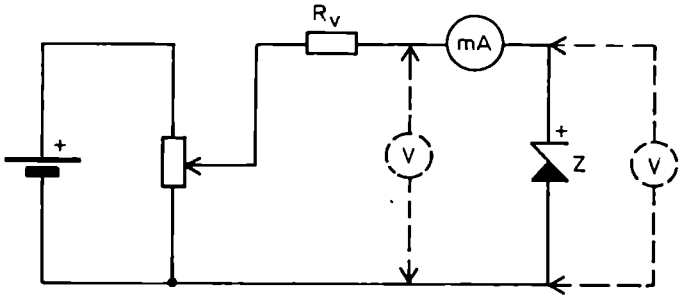


Leistungs-Z-Dioden
z. B. ZD-Serie, P_{tot} = 1,1 W



z. B. ZL-Serie, P_{tot} = 1,3 W ohne Kühlung
P_{tot} = 10 W mit Kühlblech

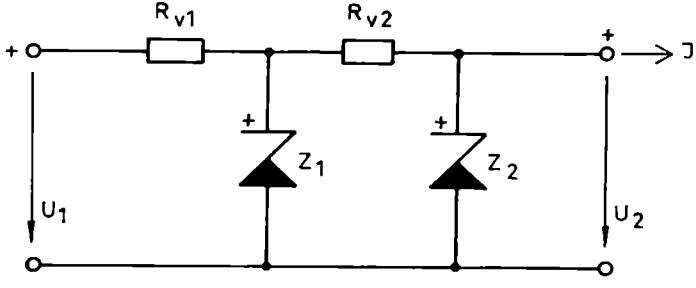
Ausmessen der Z-Dioden-Kennlinie:



Damit der Meßfehler durch das Voltmeter im Anfangsbereich der Kennlinie klein bleibt, liegt es vor dem mA-Meter. Bei einem Zenerstrom über 5 mA ist bereits der Spannungsabfall am Strommesser zu berücksichtigen. Das Voltmeter liegt darum parallel zur Z-Diode.
Wird die Z-Diode umgepolt, erhält man die Durchlaßkennlinie einer normalen Silizium-Diode mit dem Schwellwert von ca. 0,7 V.

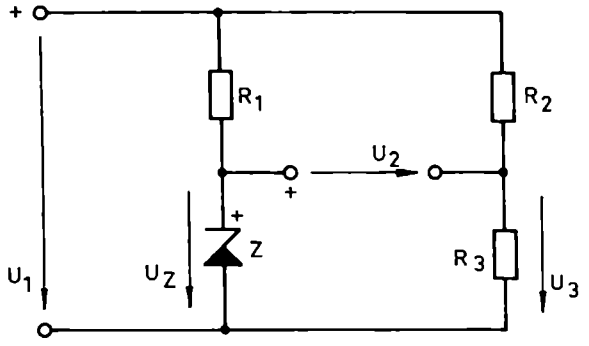
6. Weitere Anwendungsbeispiele für die Z-Diode

a) zweistufige Stabilisierung:



R_{v1} und Z_1 wirken als Vorstabilisierung für die nächste Stufe bestehend aus R_{v2} und Z_2.
Mit dieser Schaltung lassen sich sehr konstante Spannungen erzeugen. Die Berechnung erfolgt schrittweise, indem zunächst für die Stufe 2 die Eingangsspannung ($= U_{z1}$) und R_{v2} ermittelt ($k_1 = 0{,}9$ und $k_2 = 1{,}0$) und dazu dann die Werte für Stufe 1 ausgerechnet werden. Anschließend ist die Kontrolle der Verlustleistungen in den Z-Dioden zu empfehlen.

b) Brückenstabilisierungsschaltung:



Mit Hilfe dieser Schaltung kann eine sehr gute Stabilisierung erreicht werden, wenn das Verhältnis der Widerstände wie folgt festgelegt wird:

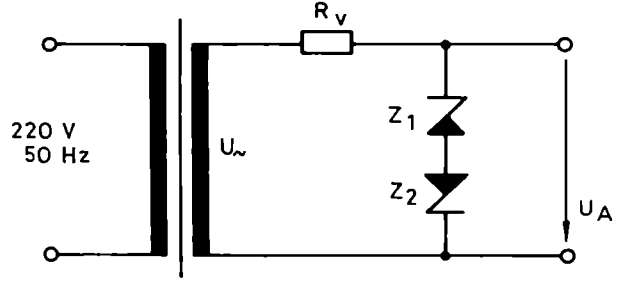
$$\frac{R_1}{r_z} = \frac{R_2}{R_3}$$

Die Berechnung von R_1 erfolgt wie bei der Grundschaltung, indem bei $U_{1\,min}$ der minimale Zenerstrom $I_{z\,min}$ und bei $U_{1\,max}$ der maximale Zenerstrom $I_{z\,max}$ als Bedingung gilt.
Die Widerstände R_2 und R_3 sind im Verhältnis zueinander durch die oben aufgestellte Gleichung bestimmt.

Der Innenwiderstand für die stabilisierte Spannung U_2 ist etwa gleich der Summe von $R_3 + r_z$. Daraus folgt, daß der Spannungsteiler so niederohmig als möglich bemessen werden muß.

$$U_2 = U_z - U_3$$

c) Wechselspannungsstabilisierung:



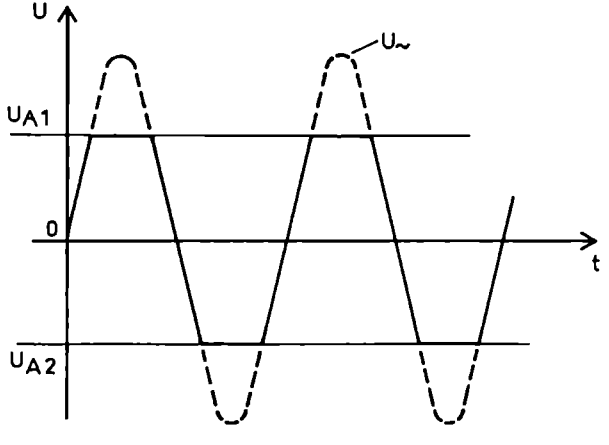
Während der positiven Halbwelle der Wechselspannung U~ ist Z_2 in Durchlaßrichtung geschaltet. Z_1 begrenzt die Spannung U_A; bei der negativen Halbwelle ist es umgekehrt.

Die Ausgangsspannung U_A erscheint folglich als Summe der Zenerspannung U_z und dem Schwellwert des Silizium pn-Übergangs (ca. 0,7 V).

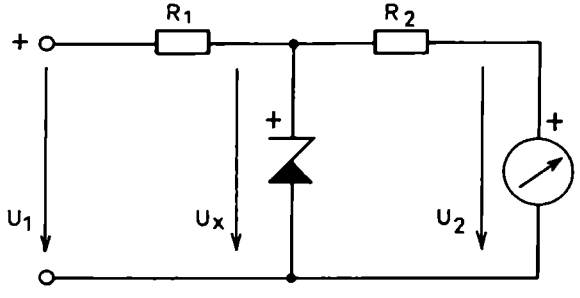
$U_{A1} = U_{z1} + 0{,}7\,V$	$U_{A2} = U_{z2} + 0{,}7\,V$

Der Vorwiderstand R_v ist so zu bemessen, daß der maximale Zenerstrom $I_{z\ max}$ nicht überschritten wird. Wenn das Verhältnis von Wechselspannung zu Zenerspannung groß genug ist, läßt sich mit dieser Schaltung auf einfache Weise ein Rechteckimpuls erzeugen.

Spannungsdiagramm für $U_{z1} = U_{z2}$



d) Überlastungsschutz für Meßgeräte:



Die Spannung U_2 am Meßwerk ist der Meßspannung U_1 solange proportional bis die Teilspannung U_x gleich der Zenerspannung U_z wird. Eine weitere Erhöhung von U_1 bewirkt einen Strom durch die Z-Diode, wobei R_1 als Vorwiderstand wirkt. U_2 kann aber nicht mehr größer werden. Damit ist das Meßwerk geschützt.
Wird die Polarität der angelegten Spannung geändert, dann setzt die Begrenzung ein bei

$$U_x \geqq 0{,}6\,V$$

da die Z-Diode in Durchlaßrichtung betrieben wird.

7. Einfache Regelschaltung zur Spannungsstabilisierung

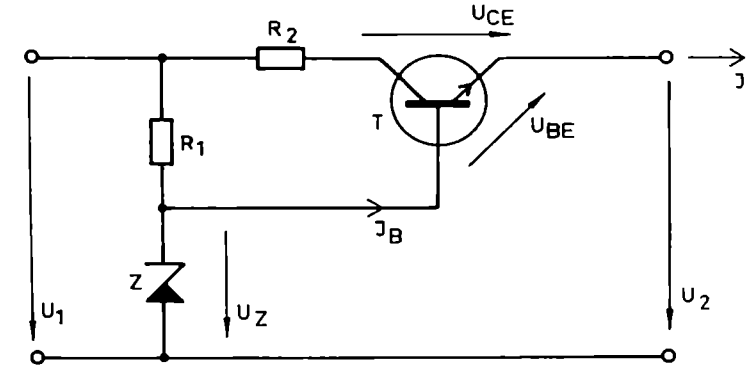
Die Funktion dieser Schaltung ist folgende:
Mit Hilfe der Z-Diode wird aus der sich ändernden Eingangsspannung U_1 eine konstante Steuerspannung ($= U_z$) für den Transistor T erzeugt. Die Ausgangsspannung U_2 ist folglich gleich Zenerspannung U_z minus Basis-Emitter-Spannung U_{BE}:

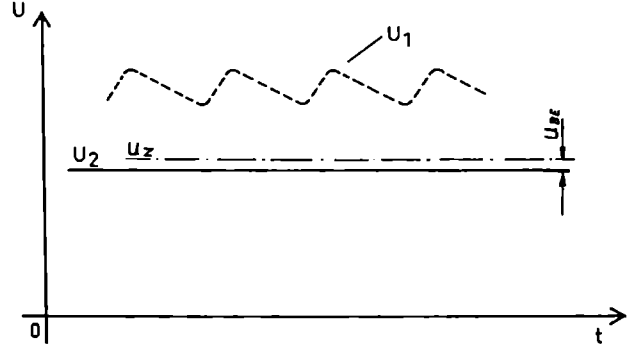
$$U_2 = U_z - U_{BE}$$

U_{BE} ist der Schwellwert des Transistors und beträgt bei
Ge-Transistoren ca. 0,2 V
und Si-Transistoren ca. 0,6 V.
Die Spannung U_2 ist also nur von der Konstanz der Referenzspannung U_z und dem Schwellwert U_{BE} abhängig.
Man kann mit dieser Schaltung ohne großen Aufwand eine Stabilisierung von U_2 auf 2 . . . 5% erreichen.

Prinzipmäßig handelt es sich um eine Regelschaltung, wobei der Transistor zugleich die Vergleichs-, die Verstärkerstufe und das Stellglied darstellt. Als Stellglied dient die Kollektor-Emitterstrecke. Diese wirkt als Regelwiderstand, an dem jeweils die Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung abfällt.

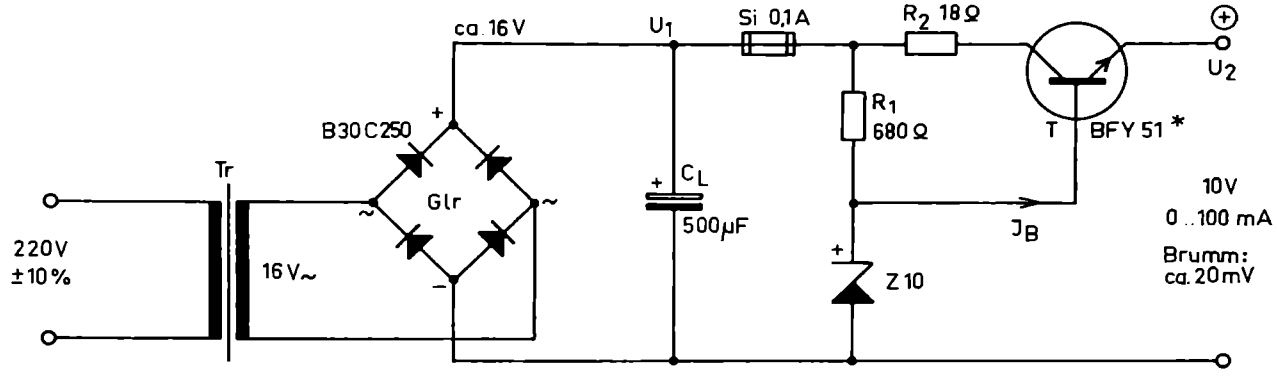
Der Widerstand R_2 dient zur Verminderung der Verlustleistung, die im Transistor bei großer Spannungsdifferenz und großem Strom entsteht.





Beispiel 1:

$U_2 = 10\,V$
$I = 0 \ldots 100\,mA$



Anhand der folgenden Rechenbeispiele wird ein Weg gezeigt, wie einfache Berechnungen an einer elektronischen Regelschaltung möglich sind.
Man kann in dieser Art von der Arbeitspunkteinstellung ausgehen und dazu die „Statik" des Systems festlegen. Die „Dynamik", das Stabilisierverhalten, läßt sich schneller und genauer ausmessen und in einem Diagramm darstellen.

1. Bei diesem Beispiel wird mit der Ermittlung des Basisstromes für T begonnen: $I_B = I/B$. Für $I = 0{,}1$ A und $B = 50$, erhält man $I_B = 2$ mA.
Mit diesem Strom wird die Z-Diodenschaltung belastet.

Stückliste zu Beispiel 1

T = Si-Kleinleistungs-Tr.: $P_{tot} = 0{,}6$ W; $U_{CE} = 15$ V; B = 50 z. B. BFY 51 mit Kühlstern
Z = Z-Diode: $U_z = 10$ V; I_z max = 25 mA; z. B. Z 10
Glr = Brückengleichrichter 20 V — 250 mA; z. B. B 30 C 250
C_L = Elektrolyt-Kondensator 500 µF — 25 V
Si = Feinsicherung, flink, 0,1 A
Tr = Netztransformator M 42/15, $U_{sek} = 16$ V, $I_{sek} = 0{,}15$ A
$W_1 = 5000$ Wdg, $d_1 = 0{,}08$ CuI
$W_2 = 430$ Wdg, $d_2 = 0{,}3$ CuI
R_1 = 680 Ohm — 1/2 W
R_2 = 18 Ohm — 1/4 W

2. Die Eingangsspannung U_1 wird nach der auf S. 20 für die Z-Diode angegebenen Formel berechnet.
Es sind folgende Kenngrößen einzusetzen:

$U_z = 10\,V$	$I_{max} = 2\,mA$	$K1 = 0{,}8$
$I_{zmin} = 2{,}5\,mA$	$I_{min} = 0$	$K2 = 1{,}4$
$I_{zmax} = 20\,mA$		

Hinweis: die Konstante K2 ist erhöht worden weil sich die gleichgerichtete Spannung U_1 bei Leerlauf des Netzteils etwa um den Faktor 1,4 erhöht.

3. Der Vorwiderstand R_1 kann nach der entsprechenden Formel für R_v, die bei der Z-Dioden-Grundschaltung aufgeführt ist, berechnet werden. Es ergibt sich dann der Wert $R_v = 620$ Ohm, gewählt wird der nächstliegende Normwert: $R_1 = 680$ Ohm.

4. Die Kontrolle von $I_{z\,min}$ wurde ebenfalls schon bei der Z-Dioden-Grundschaltung angeführt, für dieses Beispiel erhält man: $I_{z\,min} = 2$ mA.

5. R_2 soll den Transistor bei einem Kurzschluß schützen und gleichzeitig die Verlustleistung im Transistor herabsetzen. Die Spannung an R_2 bei max. Strom I_{max} ist:
$U_{R2} = U_{1\,min} - U_2 - 1\,V$ (für $U_{CE\,Rest}$).
Man erhält dazu den Widerstandswert $R_2 = 18$ Ohm.

6. Nach der folgenden Formel kann man die max. Verlustleistung im Transistor abschätzen:
$P_{tot} = (1{,}1 \cdot U_1 - U_2 - U_{R2}) \cdot I_{max}$ ca. 0,6 W.

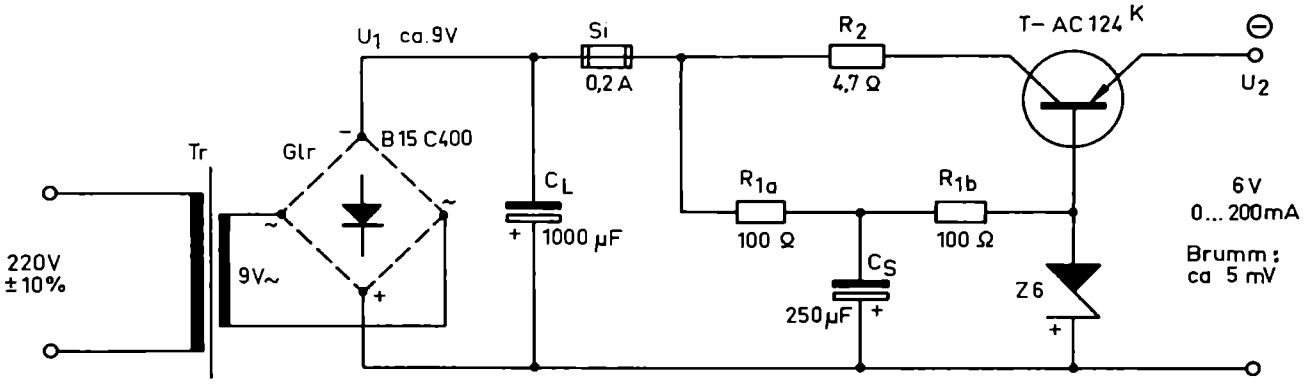
7. Für die Berechnung des Netztransformators sind die Daten $U_{sek} = 16\,V$, $I_{sek} = 150$ mA gegeben.

8. Die Größe des Ladekondensators ist so gewählt, daß eine „Brummspannung" von 2 V entsteht, $C_L = 500\,\mu F$. Daraus läßt sich durch die Spannungsteilung über R_1 und r_z die Brummspannung am Ausgang mit etwa 20 mV errechnen.

Beispiel 2:

$U_2 = 6\,V$
$I = 0 \ldots 200$ mA

Die Schaltung in diesem Beispiel ist etwa gleich der vorangegangenen. Als Besonderheit ist lediglich der zusätzliche Siebkondensator C_s festzustellen. C_s hat die Aufgabe, in Verbindung mit dem unterteilten Vorwiderstand ($R_{1a} + R_{1b}$) die Aussiebung der überlagerten Brummspannung zu verbessern.
Wird C_L so berechnet, daß der Wechselspannungsanteil dort ca. 2 V beträgt, dann verbleibt — infolge der Siebwirkung des RC-Gliedes ($R_{1a} + C_s$) — an C_s eine Wechselspannung von 0,13 V. Durch den nächsten Spannungsteiler, gebildet aus R_{1b} und r_z, wird die Brummspannung auf ca. 5 mV verringert, wobei r_z mit 4 Ohm angenommen wurde.



Die weiteren Rechengänge sind im Beispiel 1 bereits vorgeführt, im einzelnen erhält man für diese Schaltung:

1. $I_B = 0 \ldots 4$ mA
2. $U_1 = 9$ V für 220 V ± 10%
3. R_1 = ca. 200 Ohm, aufgeteilt in 100 Ohm + 100 Ohm
4. $I_{z\,min} = 2$ mA
5. $R_2 = 4{,}7$ Ohm
6. $P_{tot\,max} = 0{,}6$ W

Wenn z. B. der Transistor AC 124 verwendet wird, ist ein Kühlblech von ca. 20 cm² erforderlich.

7. Netztransformator: $U_{sek} = 9$ V, $I_{sek} = 0{,}3$ A
8. $C_L = 1000$ µF
9. $C_s = 250$ µF

Stückliste zu Beispiel 2

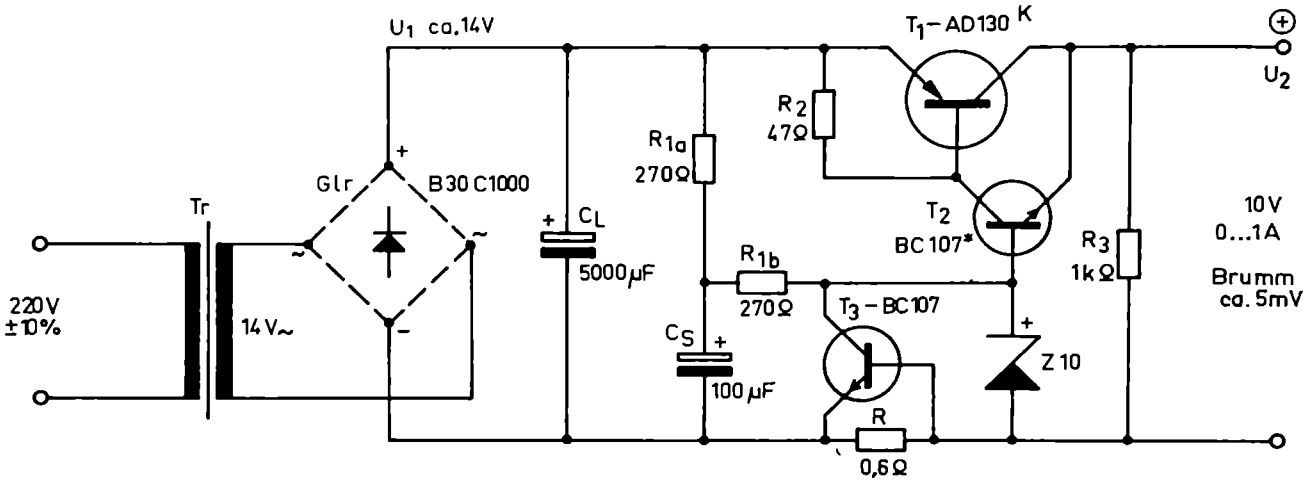
T	=	pnp- Ge- Kleinleistungs-Tr.: $P_{tot} = 0{,}6$ W; $U_{CE} = 15$ V; B = 50 z. B. AC 124 mit Kühlblech, Alu 1,5 mm x 40 x 50 mm²
Z	=	Z-Diode: $U_z = 6$ V, I_z max = 40 mA, z. B. Z 6
Glr	=	Brücken-Gleichrichter, 15 V — 400 mA, z. B. B 15 C 400
C_L	=	Elektrolyt-Kondensator 1000 µF — 18 V
C_S	=	Elektrolyt-Kondensator 250 µF — 12 V
Si	=	Feinsicherung, flink, 0,2 A
Tr	=	Netztransformator M 42/15, $U_{sek} = 9$ V, $I_{sek} = 0{,}3$ A $w_1 = 5000$ Wdg., $d_1 = 0{,}08$ CuI $w_2 = 230$ Wdg., $d_2 = 0{,}4$ CuI
R_{1a}	=	$R_{1b} = 100$ Ohm = 1/4 W
R_2	=	4,7 Ohm — 1/4 W

Beispiel 3:

$U_2 = 10\,V$
$I = 0 \ldots 1\,A$

Als Besonderheit in diesem Beispiel ist die Kaskaden- oder Darlington-Schaltung der Regeltransistoren, gebildet aus T_1 und T_2, festzustellen. Normalerweise findet man in dieser speziellen Schaltungsart zwei gleichartige Transistoren. Nach der angegebenen Schaltungsvariante lassen sich auch komplementäre Typen einsetzen. Die Kombination des pnp-Ge-Leistungstransistors mit einem üblichen npn-Si-Transistor bietet bei niedrigem Preis sehr gute elektrische Eigenschaften.
Die Berechnung läßt sich folgendermaßen durchführen:
Der Basisstrom $I_{B1} = I/B_1$ hat bei $I = 1$ A und $B_1 = 30$fach den Wert $I_{B1} = 33$ mA.
Wird dazu noch der Strom durch R_2: $I_{R2} = 0{,}25\,V/47\,\Omega = 5$ mA addiert, erhält man den Strom durch T_2: $I_{C2} = 28$ mA. Die Stromverstärkung für T_2 wurde mit $B_2 = 100$ angenommen, damit erhält man $I_{B2} = 0{,}4$ mA.

Mit diesem Strom wird die Z-Diodenschaltung belastet und die Berechnung aller weiteren zugehörigen Bauteile kann wie bei den vorangegangenen Beispielen erfolgen.
Der Widerstand R_3 hat die Aufgabe, den Emitter-Kollektor-Reststrom von T_1 bei fehlendem Lastwiderstand abzuleiten.
Als weitere Besonderheit ist die Schaltung zur Strombegrenzung, gebildet aus T_3 und R, zu nennen. Für die Auswahl von T_3 gilt die Beziehung: je größer die Stromverstärkung, desto exakter setzt die Strombegrenzung ein. Der Widerstand R bestimmt den max. Strom. Wenn der Spannungsabfall an R den Schwellwert der Basis-Emitterstrecke von T_3 (U_{BE} ca. 0,6 V) erreicht, wird die Kollektor-Emitterstrecke niederohmig. Dadurch sinkt die Spannung an der Z-Diode, die zugleich die Steuerspannung der Regelkaskade ist, wodurch auch die Ausgangsspannung U_2 kleiner wird.
Bei einem Kurzschluß an den Ausgangsklemmen ist $U_2 = 0$. Am Regeltransistor fällt dann die volle Eingangsspannung ab. Die Verlustleistung für diesen Transistor ist dann viel größer, als es für den normalen Betriebsfall berechnet wurde. Die Strombegrenzungsschaltung stellt darum nur einen Schutz gegen kurzzeitige Kurzschlüsse dar.
R wird nach der Beziehung: $R = U_{BE}/I_{max}$ berechnet. In diesem Beispiel ist mit $R = 0{,}6$ Ohm der max. Strom auf 1 A begrenzt.



Stückliste zu Beispiel 3:

T_1 = pnp- Ge- Leistungs-Tr.: $U_{CE} = 20$ V, $P_{tot} = 10$ W, B = 30 z. B. AD 130 mit Kühlkörper $R_{th} \leqq 2$ grd/W oder 2 mm Alu-Blech (min. 150 cm²)

T_2 = npn- Si- Transistor: $U_{CE} = 20$ V, $P_{tot} = 0{,}3$ W, B = 100 z. B. BC 107 mit Kühlstern

T_3 = npn- Si- Transistor: $U_{CE} = 20$ V, $P_{tot} = 0{,}2$ W, B = 100 z. B. BC 107

Z = Z-Diode: $U_z = 10$ V, I_z max = 10 mA, z. B. Z 10

Glr = Brücken-Gleichrichter: 20 V — 1 A, z. B. B 30 C 1000

C_L = Elektrolyt-Kondensator, 5000 µF — 25 V

C_S = Elektrolyt-Kondensator, 100 µF — 18 V

Tr = Netztransformator M 65/27: $U_{sek} = 14$ V, $I_{sek} = 1{,}5$ A
$w_1 = 1700$ Wdg., $d_1 = 0{,}3$ mm CuI
$w_2 = 120$ Wdg., $d_2 = 1$ mm CuI

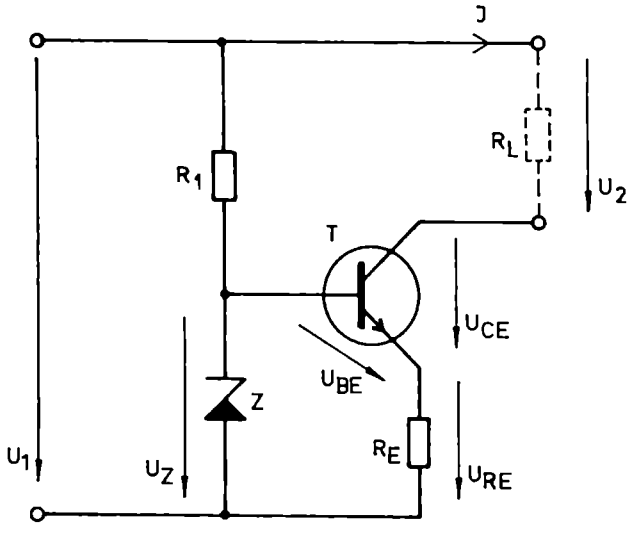
$R_{1a} = R_{1b} = 270$ Ohm — 1/4 W

R_2 = 47 Ohm — 1/4 W

R_3 = 1 kOhm — 1/2 W

R = Drahtwiderstand 0,6 Ohm, abgleichen auf I_{max}

8. Einfache Regelschaltung zur Stromstabilisierung



Die Funktion dieser Schaltung ist folgende: Der Laststrom I, der im Kollektorkreis des Transistors T fließt, soll unabhängig von der Eingangsspannung U_1 und der Größe des Lastwiderstandes R_L auf einem bestimmten Wert konstant gehalten werden. Da der Emitterstrom I_E etwa gleich groß ist wie der Kollektorstrom I, ist der Spannungsabfall am Emitterwiderstand R_E proportional I. Außerdem wird die Spannung $U_{RE} = U_z - U_{BE}$ durch die Z-Diode stabilisiert, zwangsläufig ist auch I konstant.

I proportional $U_{RE} = U_z - U_{BE}$

Wenn man diese Schaltung mit der einfachen Regelschaltung zur Spannungsstabilisierung vergleicht, stellt man fest, daß beide identisch sind. Folglich ist auch die Berechnung gleich; es sind lediglich andere Bedingungen gegeben. Es handelt sich auch hier dem Prinzip nach um eine Regelschaltung, der Sollwert wird durch die Z-Diode und der Istwert durch den Emitterwiderstand erzeugt. Den Spannungsvergleich, die Verstärkung und die Korrektur durch das Stellglied bewirkt der Transistor.

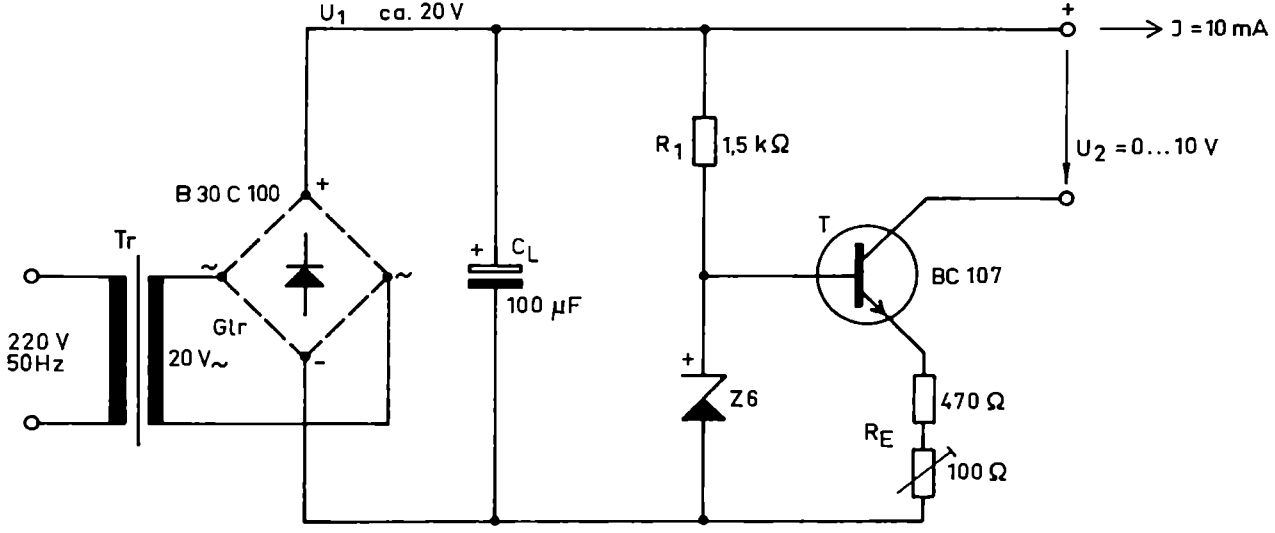
Die Güte der Stromstabilisierung hängt von der Stabilität des Sollwerts und vom Stromverstärkungsfaktor des Transistors ab, eine Konstanz von 1 . . . 5% läßt sich aber sehr einfach erreichen. Bei der Wahl der Z-Diode ist ein großer Spielraum vorhanden. Man wird z. B. die Z 6 bevorzugen, weil bei dieser Zenerspannung der differentielle Widerstand und der Temperatur-Koeffizient die günstigsten Werte aufweisen.

Beispiel 4:

I	= 10 mA
U_2	= 0 . . . 10 V
≙ R_L	= 0 . . . 1000 Ohm

Stückliste zu Beispiel 4:

T	=	npn- Si- Transistor: P_{tot} 200 mW, U_{CE} = 25 V, B = 50 z. B. BC 107
Z	=	Z-Diode: U_z = 6 V, I_z max. = 20 mA, z. B. Z 6
Glr	=	Brücken-Gleichrichter: 30 V — 100 mA, z. B. B 30 C 100
C_L	=	Elektrolyt-Kondensator, 100 µF — 35 V
Tr	=	Netztransformator M 42/15, gerechnet für U_{sek} = 20 V, I_{sek} = 0,15 A w_1 = 5000 Wdg., d_1 = 0,08 CuI w_2 = 550 Wdg., d_2 = 0,3 CuI
R_1	=	1,5 kOhm — ½ W
R_E	=	470 Ohm — ¼ W + 100 Ohm Trimm-Potentiometer



Berechnung (Beispiel 4):

1. Zunächst wird wieder der Steuerstrom I_B ausgerechnet, für B = 50 wird I_B = 0,2 mA.

2. Die Z-Diode kann frei gewählt werden, günstig ist z. B. die Z 6. Die Eingangsspannung U_1, die man dazu errechnen würde, liegt für Netzspannungsänderungen von ± 10% bei 8 V, es ist zum Betrieb der Regelschaltung aber eine Spannung von 17 V erforderlich, somit entfällt dieser Rechnungsgang. Gewählt wird die etwa 20% höhere Spannung von U_1 = 20 V, so daß für Netzspannungs- und Laständerungen etwas Reserve vorhanden ist.

3. Der Vorwiderstand R_1 begrenzt den max. Zenerstrom $I_{z\ max}$ und wird, wie es bei der Z-Dioden-Grundschaltung angegeben ist, berechnet. Man erhält für k_2 = 1,4 und $I_{z\ max}$ = 15 mA: R_1 = 1,5 kOhm.

4. Die Kontrolle von $I_{z\ min}$ ergibt für k_1 = 0,8 : (6,7 — 0,2) mA = 6,5 mA.

5. Der Emitterwiderstand R_E dient bei vorgegebener Referenzspannung zur Einstellung des verlangten Stromes I und wird, zum Ausgleich der Bauelemente-Toleranzen, zu einem Teil regelbar ausgeführt oder abgeglichen.

$R_E = (U_z - U_{BE}) / I$, für U_z = 6 V, U_{BE} = 0,6 V und I = 10 mA erhält man R_E = 540 Ohm.

Gewählt wurde ein Widerstand von 470 Ohm und ein 100 Ohm Trimm-Pot.

6. Die max. Verlustleistung wird wie bei den vorangegangenen Beispielen berechnet: $P_{tot\ max} = (1{,}1 \cdot U_1 - U_{2\ min} - U_{RE}) \cdot I_{max}$. Man erhält den Wert: P_{tot} = 160 mW.

7. Für die Berechnung des Netztransformators dient die Angabe: U_{sek} = 20 V, I_{sek} = 50 mA.
Bei der endgültigen Bemessung wurde I_{sek} = 0,15 A gerechnet, so daß auch das nächste Beispiel damit betrieben werden konnte.

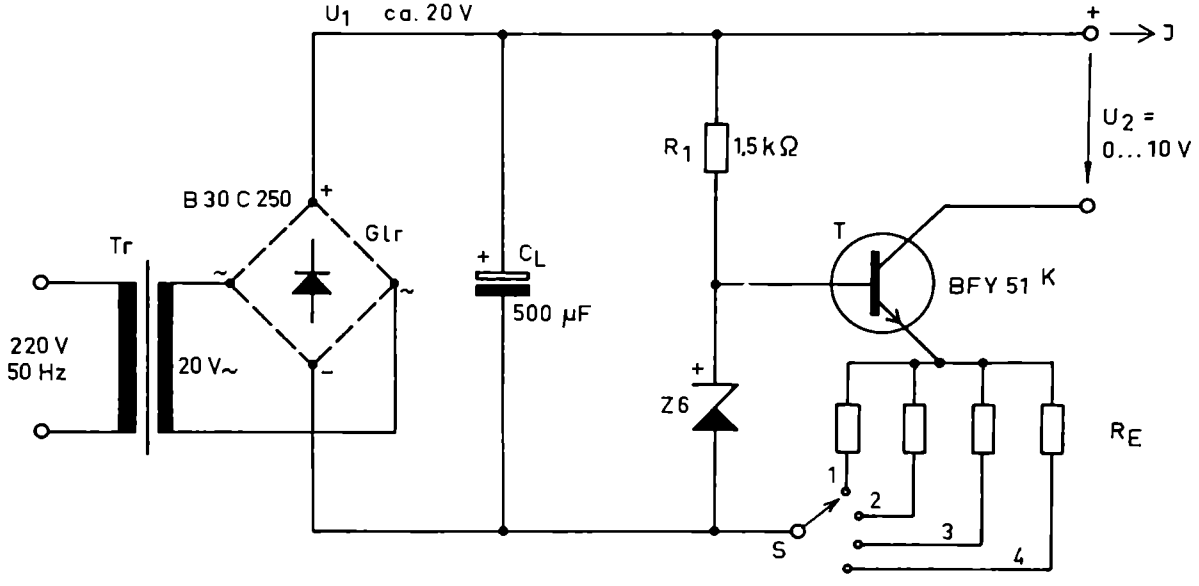
8. Der Ladekondensator C_L wurde für den Wechselspannungsanteil u = 1 V ausgelegt, C_L = 100 µF.

Beispiel 5:

I = 100, 10, 1, 0,1 mA
U_2 = 0 . . . 10 V

Anhand dieses Beispiels soll gezeigt werden, mit welch kleinem Aufwand Test-Schaltungen aufgebaut werden können. In diesem Fall wurde mit Hilfe des in Stufen umschaltbaren „eingeprägten Stromes" I eine Reihe verschiedener Meßinstrumente geprüft und geeicht.
Inzwischen wird dieses Gerät auch zu einigen anderen Tests benützt, z. B. zur Durchgangs- und Widerstandsprüfung. Der Spannungsabfall an einem Widerstand ist bei eingeprägtem Strom I ein direktes Maß für den Widerstandswert ($R = U / I$). Mit Hilfe der Gleichung

S	R_E Ohm	J mA
1	54	100
2	540	10
3	5,4 k	1
4	54 k	0,1



Stückliste zu Beispiel 5:

T = npn-Si-Transistor: $P_{tot} = 2$ W; $U_{CE} = 25$ V; B = 50
z. B. BFY 51 mit Kühlkörper 20 cm² (Alu 3 x 40 x 50 mm³).
Z = Z-Diode: $U_z = 6$ V, I_z max = 20 mA, z. B. Z 6
Glr = Brücken-Gleichrichter, 30 V — 200 mA, z. B. B 30, C 250
C_L = Elektrolyt-Kondensator, 500 µF — 35 V

Tr = Netztransformator M 42/15, gerechnet für $U_{sek} = 20$ V,
$I_{sek} = 0{,}15$ A
$w_1 = 5000$ Wdg., $d_1 = 0{,}08$ CuI
$w_2 = 550$ Wdg., $d_2 = 0{,}3$ CuI
R_1 = 1,5 kOhm — ½ W
R_E = 54 Ohm, abgleichen auf I = 100 mA
540 Ohm, abgleichen auf I = 10 mA
5,4 kOhm, abgleichen auf I = 1 mA
54 kOhm, abgleichen auf I = 0,1 mA

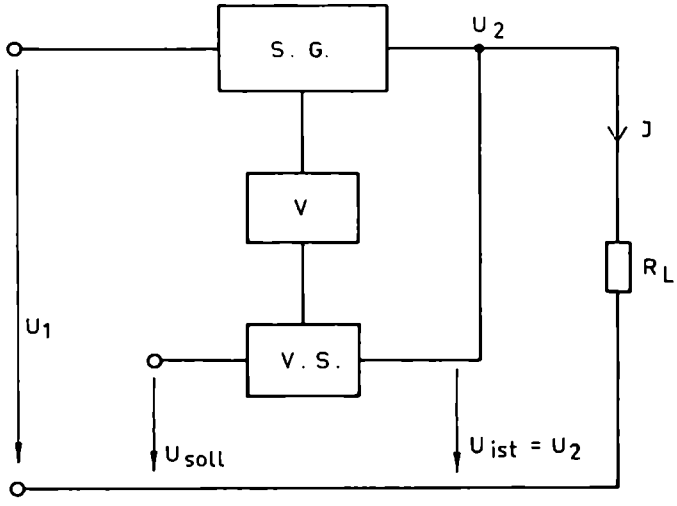
$Q = C \cdot u = I \cdot t$ lassen sich sehr einfach große Kapazitäten ausmessen, man benötigt dazu ein hochohmiges Voltmeter (R-V) und eine Stoppuhr. Wenn zum Zeitpunkt $t = 0$ ein konstanter Strom I in den Kondensator geschickt wird, steigt die Spannung daran linear mit der Zeit an. Die Kapazität wird nach der (umgestellten) Formel $C = t \cdot (I/u)$ direkt berechnet, z. B. wurde I auf 0,1 mA eingestellt und die Zeit bis zum Erreichen der Spannung $u = 10$ V gestoppt. Wenn dies nach 10 sec der Fall war, hatte C einen Wert von 100 µF.
Der Rechengang zu diesem Schaltungsbeispiel ist gleich dem im vorangegangenen Beispiel, im einzelnen erhält man folgende Werte:

1. $I_{B\ max} = 2$ mA bei $I = 100$ mA und $B = 50$.
2. Gewählt wurde für die Z-Diode die Z 6 und U_1 mit 20 V.
3. Für $I_{z\ max} = 15$ mA und $k_2 = 1{,}4$ erhält man $R_1 = 1{,}5$ kOhm.
4. $I_{z\ min} = 4{,}7$ mA für $k_1 = 0{,}8$.
5. R_E für 100 mA = 54 Ohm
   10 mA = 540 Ohm
   1 mA = 5,4 kOhm
   0,1 mA = 54 kOhm
6. $P_{tot\ max} = 1{,}7$ W bei $I = 100$ mA, es wird deshalb ein Transistor BFY 51 mit einem Kühlkörper von 20 cm² verwendet.
7. Der Netztrafo vom vorangegangenen Beispiel wurde übernommen.
8. Für die Brummspannung $u = 2$ V bei $I = 100$ mA benötigt man einen Ladekondensator von 500 µF.

9. Regelschaltung zur Spannungs- und Stromstabilisierung

Prinzip:
In der Vergleichsstufe wird der Istwert der Ausgangsspannung mit dem Sollwert verglichen.
Tritt eine Spannungsdifferenz auf, wird der Verstärker ausgesteuert und gibt ein Regelsignal an das Stellglied weiter. Das Stellglied wirkt als variabler Widerstand, an dem die Differenzspannung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung abfällt: $U_{SG} = U_1 - U_2$.
Mit einer derartigen Regelschaltung können darum Last- und Eingangsspannungs-Änderungen ausgeregelt werden.

In diesem Beispiel wird die Ausgangsspannung konstant gehalten. Es ist ebenfalls möglich, einen Last-Strom auf einen bestimmten Wert zu stabilisieren. Dazu wird in Reihe zum Stromkreis ein Meßwiderstand (Shunt) gelegt, an dem ein dem Strom I proportionaler Spannungsabfall auftritt, der als Istwert in der Vergleichsstufe weiter verarbeitet wird.



Bezeichnungen:

U_1	=	Eingangsspannung
U_2	=	Ausgangsspannung
U_{soll}	=	Sollwert
U_{ist}	=	Istwert — (proportional U_2)
I	=	Laststrom
R_L	=	Lastwiderstand
S.G.	=	Stellglied
V.	=	Verstärker
V.S.	=	Vergleichsstufe

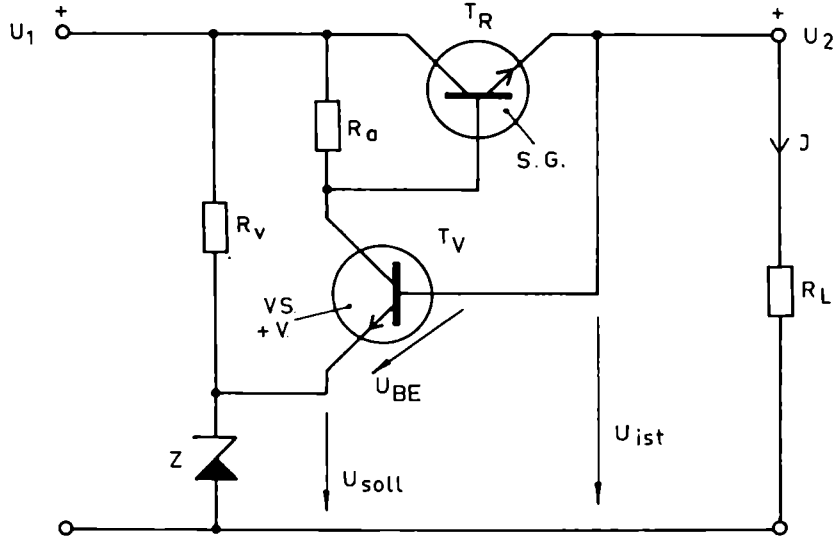
Elektronische Regelschaltung zur Spannungsstabilisierung:

Mit Hilfe einer Z-Diode wird eine konstante Spannung erzeugt, die als Sollwert für die Vergleichsstufe dient. Der Spannungsvergleich erfolgt in der Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_v nach der Beziehung:

$$\Delta U = U_{ist} - U_{BE} - U_{soll}$$

Die Differenzspannung ΔU ist die Regelabweichung, die den Verstärker — gebildet aus T_v und R_a — aussteuert. Ist ΔU positiv, d. h. U_{ist} größer als $U_{soll} + U_{BE}$, dann wird durch T_v auch ein größerer Strom fließen und folglich die Spannung zwischen Kollektor und Emitter kleiner werden. Da die Basis des Regeltransistors T_R am gleichen Potentialpunkt liegt, wird dadurch die Basis-Ermitterspannung von T_R ebenfalls kleiner. Als Folge davon vergrößert sich der Innenwiderstand des Regeltransistors und die Spannung U_2 wird sinken, bis der Gleichgewichtszustand erreicht ist, d. h. bis die Regelabweichung $\Delta U = 0$ geworden ist.
Für den Fall ΔU negativ, d. h. U_{ist} kleiner als $U_{soll} + U_{BE}$, wird der Strom in T_v kleiner, wodurch die Basis-Emitterspannung von T_R größer wird und der Innenwiderstand von T_R sinkt, bis der Zustand $\Delta U = 0$ erreicht ist.

Als Regeltransistor T_R kann natürlich auch bei großer Verlustleistung die Kaskaden-Schaltung mehrerer Einzeltransistoren eingesetzt werden.

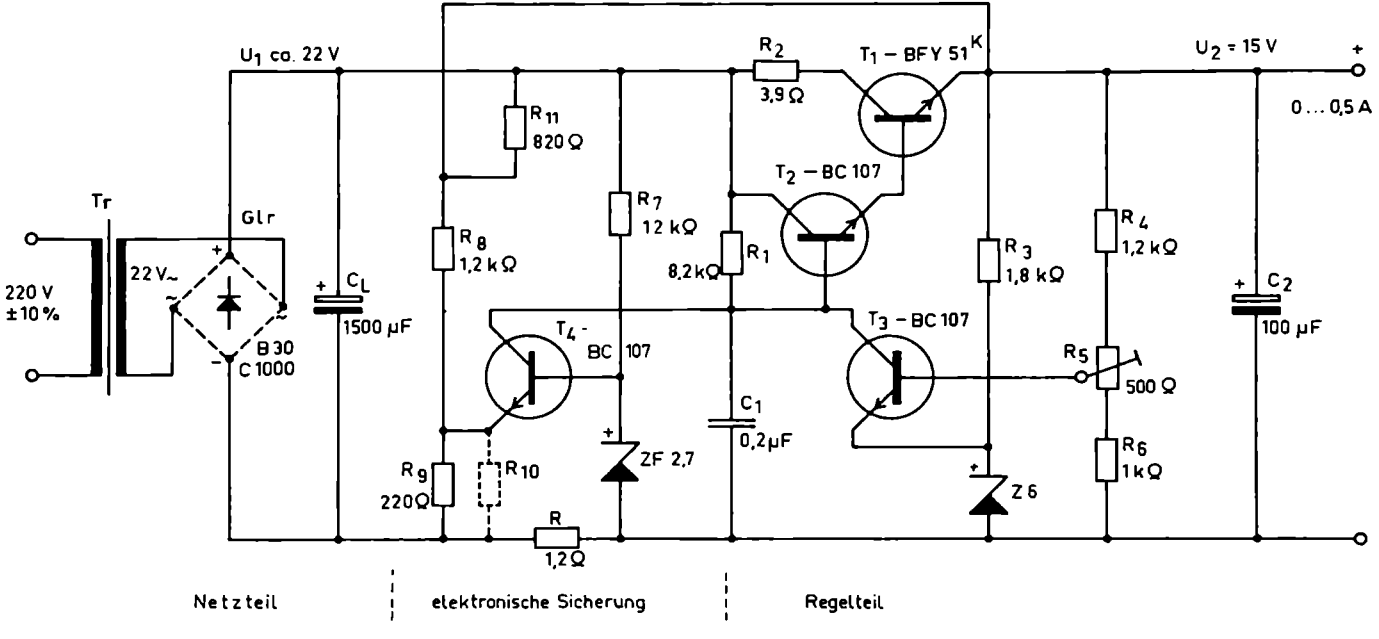


U_1 = Eingangsspannung
U_2 = U_{ist} = Ausgangsspannung
U_{soll} = U_z = Sollwert
R_v = Vorwiderstand der Z-Diode
R_a = Arbeitswiderstand von T_v
R_L = Lastwiderstand
I = Laststrom
T_R = S.G. = Regeltransistor (Stellglied)
T_v = V.S. + V. = Vergleichsstufe u. Verstärker

Beispiel 6:

$U_2 = 15\,V$
$I = 0 \ldots 0{,}5\,A$

Diese Schaltung kann als typisches Beispiel der heute üblichen „Serien-Stabilisierung" angesehen werden. Sie reicht sogar zum Betrieb eines 2,5 W-NF-Verstärkers aus. Die Stabilisierung von U_2 ist besser als 1 %. Die gesamte Schaltung kann in folgende Funktionsgruppen aufgeteilt werden: Regelteil, elektronische Sicherung und Netzteil. Diese Gruppen sind auf einzelnen Schaltbildern herausgezeichnet. Das Verständnis der Berechnung soll durch die Eintragung der wichtigsten Spannungs- und Stromwerte erleichtert werden.



Regelteil:

Die Transistoren T_1 und T_2 bilden das Stellglied in Form von einer Kaskaden-Schaltung. Bei der Wahl der Transistoren ist wieder die Verlustleistung P_{tot} und die Stromverstärkung B ausschlaggebend.

1. $P_{tot} = (U_1 - I \cdot R_2 - U_2) \cdot I = 7\,V \cdot 0{,}5\,A = 3{,}5\,W$.
Es wird in diesem Beispiel der BFY 51 gewählt, dessen max. Verlustleistung bei einem geschwärzten Kühlblech aus 2-mm-Alu-Blech, 7,5 · 7,5 cm², 4 W beträgt. Die Stromverstärkung B_1 wurde mit 30 angenommen. Das ergibt für $I_{B1\,max}$ den Wert 17 mA.

2. Der Vorwiderstand R_2 soll einen Spannungsabfall von 2 V bei max. Laststrom erzeugen, damit für T_2 eine ausreichende Kollektor-Emitter-Spannung garantiert ist.
$R_2 = 3{,}9$ Ohm.

3. Der Basisstrom von T_1 wird durch T_2 gesteuert. Die max. Verlustleistung in T_2 ist dann: $P_{tot} = I_{B1} \cdot U_{CE2\,max}$ $= 17\,mA \cdot 10\,V$, P_{tot} T_2 ca. 200 mW, deshalb wird an dieser Stelle der BC 107 verwendet.

4. Mit einer Stromverstärkung von $B_2 = 100$ ist I_{B2} $= 0{,}17$ mA.

5. Der minimale Strom durch R_1 wurde folglich auf 0,2 mA festgesetzt. Daraus ergibt sich der Wert:
$R_1 = 1{,}8\,V/0{,}2\,mA$, $R_1 = 8{,}2$ kOhm.

6. Der max. Strom durch R_1 ist 2 mA; diesen Strom muß im Extremfall T_3 aufnehmen, dessen Verlustleistung ist dann: P_{tot} $T_3 = 10\,V \cdot 2\,mA = 20$ mW, für T_3 wird ebenfalls der BC 107 eingesetzt.

7. Mit $B_3 = 100$ ist $I_{B3\,max} = 20\,\mu A$.

8. Der Sollwert für die Vergleichsstufe wird mit Hilfe der Z-Diode erzeugt. Da der Istwert, der aus U_2 durch Spannungsteilung gewonnen wird, beliebig angepaßt werden kann, ist die Sollspannung frei wählbar.
Die Verwendung der Z 6 in Verbindung mit einem Si-Planar-Transistor für T_3 ergibt eine ganz gute Temperatur-Kompensation.

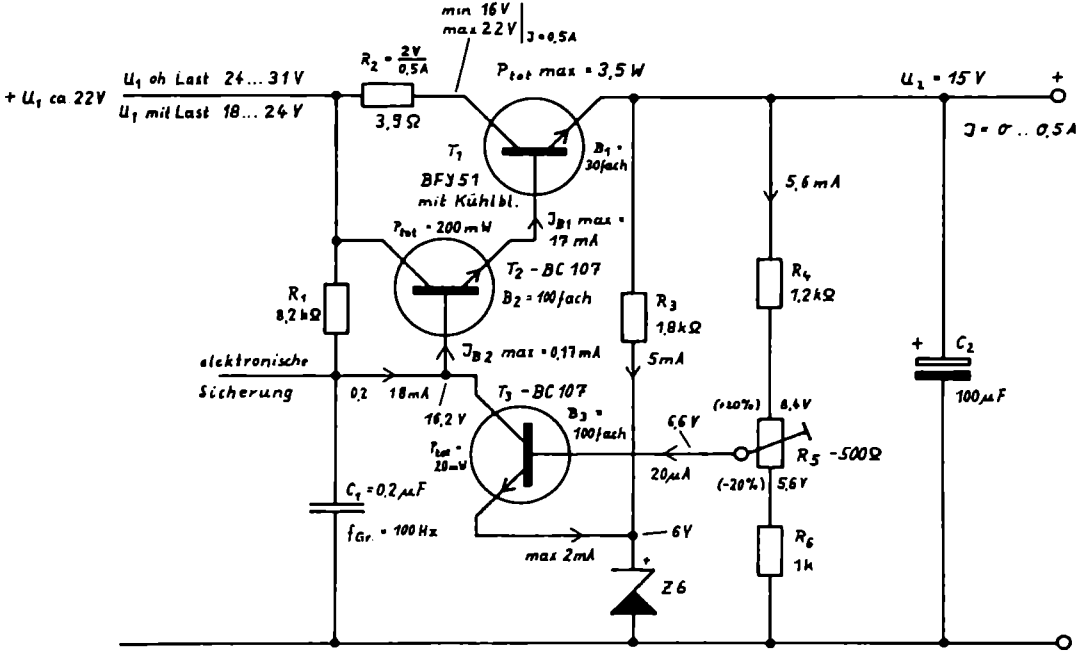
9. Der minimale Strom für die Z-Diode wird durch R_3 bestimmt. Mit $R_3 = 1{,}8$ kOhm ist
$I_{z\,min} = 5\,mA$ und
$I_{z\,max} = 7\,mA$

10. Der Spannungsteiler, bestehend aus R_4, R_5 und R_6 dient zur Anpassung der Ausgangsspannung U_2 an die erforderliche Eingangsspannung der Vergleichsstufe ($= U_{ist}$). Mit R_5 sollen die Bauelementetoleranzen, die mit ± 20% angenommen sind, korrigiert werden; am Schleifer muß also eine Spannung von 6,6 V ± 1,2 V mindestens einstellbar sein. Um günstige Werte zu erhalten, wurde I_{quer} mit ca. 5 mA festgelegt. Daraus ergeben sich die Werte: $R_4 = 1{,}2$ kOhm, $R_5 = 500$ Ohm, $R_6 = 1$ kOhm. Das Trimm-Pot. R_5 kann eingespart werden, wenn der Spannungsteiler durch Zuschalten von Festwiderständen abgeglichen wird. Der Abgleich muß auf jeden Fall unter Last, z. B. $I = 0{,}3$ A ($R_L = 50$ Ohm),

erfolgen. Das Teilerverhältnis wird dann solange geändert, bis die vorgeschriebene Ausgangsspannung $U_2 = 15{,}0$ V erreicht ist.

11. C_1 verlangsamt die Regelgeschwindigkeit. Wird die Grenzfrequenz auf 100 Hz festgesetzt, damit Brummstörungen noch ausgeregelt werden, dann ergibt sich nach der Formel $C_1 = 1/(2\pi \cdot f_{Gr} \cdot R_1)$ der Wert $C_1 = 0{,}2\ \mu F$.

12. Durch Einfügen von C_2 sollen sprungartige Laständerungen vom Regelkreis ferngehalten werden. Der Wert von 100 µF ist empirisch gewählt. Bei diesem Wert treten im Regelkreis keine Schwingungen mehr auf.



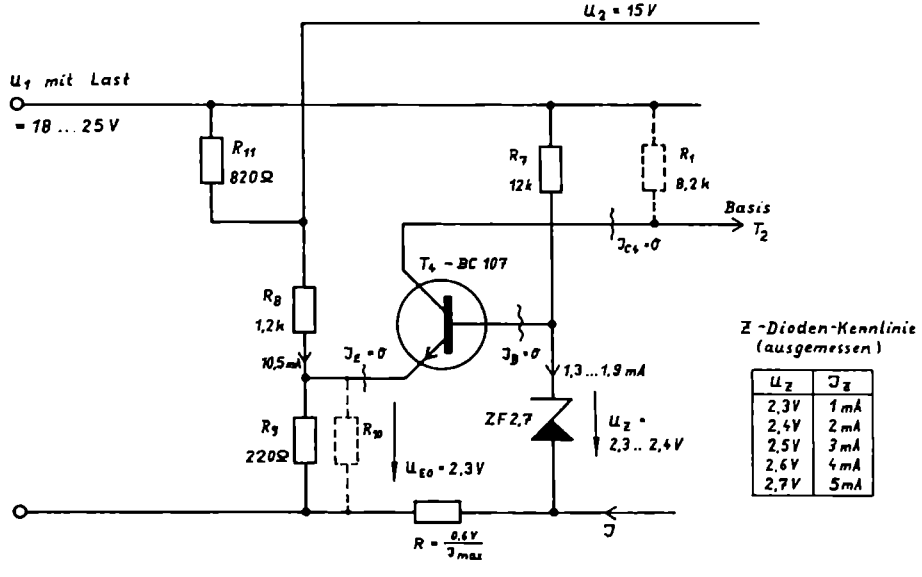
Elektronische Sicherung:

13. Als Z-Diode zur Erzeugung der Vorspannung wurde die ZF 2,7 gewählt. Noch günstiger wäre die ZE 1,5, denn dort ist der diff. Widerstand kleiner, der Temp.-Koeffizient aber größer.

14. R_7 bestimmt den Strom durch die Z-Diode und nach dem Abschalten bei Kurzschluß oder Überlastung, begrenzt R_7 den Basisstrom I_{B4}, der nicht größer als 10 mA sein sollte. Für den Wert $R_7 = 12$ kOhm ist $I_z = 1{,}3 \ldots 1{,}9$ mA.

15. Der Spannungsteiler zur Erzeugung der Emittervorspannung, R_8 und R_9, ist für einen Querstrom von ca. 10 mA ausgelegt. Es ergeben sich dann gerade die Werte:
$R_8 = 1{,}2$ kOhm und $R_9 = 220$ Ohm.
Ein zusätzlicher Abgleich ist durch R_{10} möglich, so daß U_{EO} etwa U_z wird.

16. Am Widerstand R entsteht durch den Laststrom I

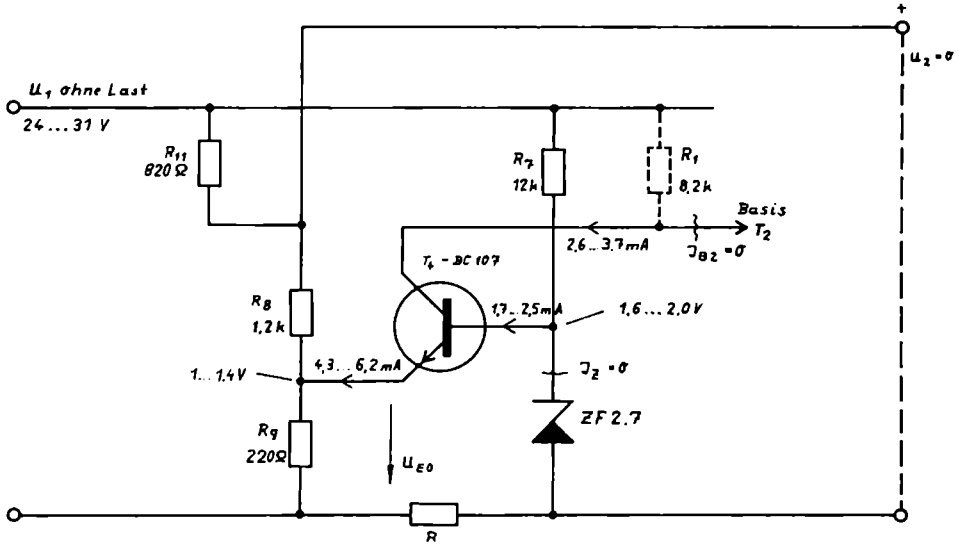


Z-Dioden-Kennlinie (ausgemessen)

U_z	J_z
2,3V	1mA
2,4V	2mA
2,5V	3mA
2,6V	4mA
2,7V	5mA

ein Spannungsabfall U_R. Bei U_R ca. 0,6 V wird der Schwellwert des Transistors T_1 erreicht, so daß ein Basisstrom I_{B1} fließt. Damit ist die Sicherungsschaltung ausgelöst und es läuft folgender Rückkopplungsvorgang ab:
Der Basisstrom I_{B1} läßt einen um B_1 größeren Kollektorstrom I_{C1} fließen, der der Regelkaskade entzogen wird, so daß diese sperrt, wodurch die Ausgangsspannung U_2 kleiner wird. Damit wird auch die Emittervorspannung U_{EO} kleiner, die ja durch den Spannungsteiler R_8 und R_9 aus U_2 gewonnen wird. Sobald U_{EO} kleiner als 1,7 V geworden ist, hat T_1 den neuen stabilen Zustand erreicht, daß er ganz durchgesteuert ist durch den Basisstrom I_{B1} = 1,7 ... 2,5 mA. Der Laststrom I und folglich auch die Spannung U_R ist durch das Sperren der Regelkaskade auf Null zurückgegangen.

Dieser neue Zustand ist in der folgenden Zeichnung eingetragen:



Es müssen folgende Kontrollrechnungen durchgeführt werden:

17. Der Emitterstrom von T_4: $I_{E4} = I_{C4} + I_{B4}$ beträgt je nach Spannung U_1: $I_{E4} = 4{,}3 \ldots 6{,}2$ mA, dadurch entsteht am Emitterwiderstand R_9 ein Spannungsabfall von $1 \ldots 1{,}4$ V. Die Spannung an der Basis von T_4 ist folglich um ca. 0,6 V größer und beträgt $1{,}6 \ldots 2$ V. Die begrenzende Wirkung der Z-Diode kann darum noch nicht einsetzen und T_4 ist mit Sicherheit durchgesteuert.

Das Wiedereinschalten des Regelteils erreicht man durch einen Prüfstrom, der durch R_{11} bestimmt ist, sobald der Kurzschluß oder die Last vom Ausgang abgetrennt wird.

18. Den richtigen Wert für den Widerstand R_{11} findet man sehr einfach. Man setzt ein 1-kOhm-Trimm-Pot. dafür ein, dessen Widerstandswert wird solange verkleinert, bis die Ausgangsspannung nach dem Abschalten infolge eines zu großen Laststroms von selbst zurückkehrt. Der Wert wird danach ausgemessen und der nächstkleinere Normwert als Festwiderstand eingesetzt. In diesem Fall wurde R_{11} mit ca. 900 Ohm ermittelt und darum ein 820-Ohm-Widerstand eingesetzt. R_{11} darf nicht mehr weiter verkleinert werden, sonst ist der Strom I_{11}, der im normalen Betrieb parallel zum Regeltansistor T_1 in den Ausgang gelangt, bei einer 10%igen Netzspannungserhöhung zu groß, so daß die Stabilisierung im Leerlauf aussetzt.

Der Wert für R_{11} läßt sich durch eine etwas umfangreiche Rechnung, wie sie im letzten Teil-Schaltbild durchgeführt ist, ebenfalls ermitteln. Man muß dabei sehr exakt die gesamte Stromverteilung berücksichtigen.

Das Spannungsdiagramm auf Seite 45 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung U_2 als Funktion des Laststromes I.

Zum Schluß ist noch das Netzteil, bestehend aus dem Ladekondensator C_L, dem Gleichrichter Glr und dem Netztransformator Tr, zu berechnen:

19. Wenn eine Brummspannung von 3 V am Ladekondensator bei dem maximalen Laststrom von 0,5 A zugelassen wird, erhält man

$C_L = 1500\ \mu F$

20. Der Gleichrichter muß für 25 V, 0,8 A ausgelegt sein. Im Beispiel wurde deshalb der Typ B 30 C 1000 gewählt.

21. Zur Berechnung des Netztransformators dienen die Angaben:

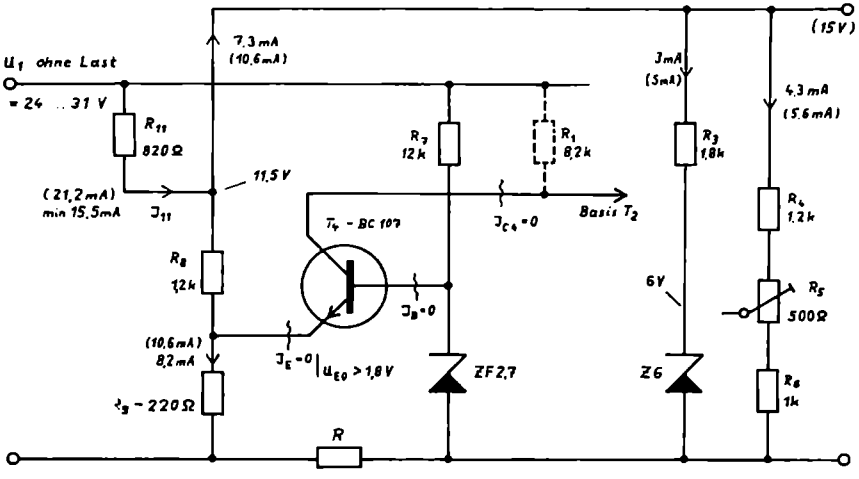
$U_{sek} = 21$ V, $I_{sek} = 0{,}8$ A,

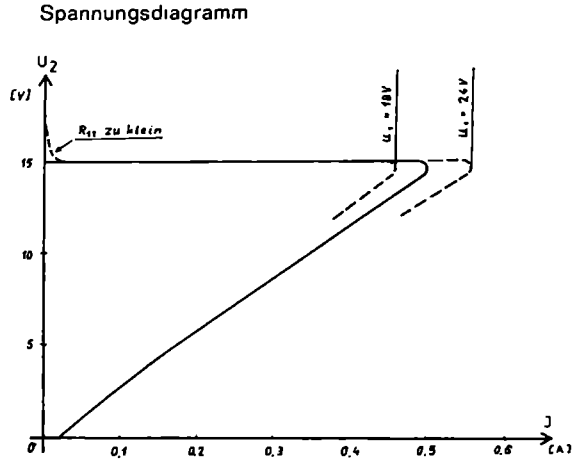
der erforderliche Trafokern ist dann M 65/27

Wickeldaten:

$W_1 = 1700$ Wdg., $d_1 = 0{,}3$ CuI

$W_2 = 180$ Wdg., $d_2 = 0{,}8$ CuI





Stückliste zu Beispiel 6:

T_1 = npn-Si-Leistungstransistor: U_{CE} = 32 V, P_{tot} = 4 W, B = 30, z. B. BFY 51 mit Kühlblech

T_2 = npn-Si-Transistor: U_{CE} = 32 V, P_{tot} = 300 mW, B = 100, z. B. BC 107

T_3 = npn-Si-Transistor: U_{CE} = 20 V, P_{tot} = 50 mW, B = 100, z. B. BC 107

T_4 = npn-Si-Transistor: U_{CE} = 20 V, P_{tot} = 50 mW, B = 100, z. B. BC 107

Z_1 = Z-Diode: U_z = 6 V, I_z max = 20 mA, z. B. Z 6

Z_2 = Z-Diode: U_z ca. 2,5 V, I_z max = 5 mA, z. B. ZF 2,7

Glr = Brückengleichrichter: 30 V — 0,8 A, z. B. B 30 C 1000

C_L = Elektrolytkondensator: 1500 µF — 35 V

C_1 = Kondensator: 0,2 µF — 100 V

C_2 = Elektrolytkondensator: 100 µF — 18 V

Tr = Netztransformator: M 65/27
W_1 = 1700 Wdg., d_1 = 0,3 CuI
W_2 = 180 Wdg., d_2 = 0,8 CuI

R_1 = 8,2 kOhm — 1/4 W

R_2 = 3,9 Ohm — 2 W

R_3 = 1,8 kOhm — 1/4 W

R_4 = 1,2 kOhm — 1/4 W

R_5 = 500 Ohm — 1/4 W, Trimm-Pot.

R_6 = 1 kOhm — 1/4 W

R_7 = 10 kOhm — 1/4 W

R_8 = 1,2 kOhm — 1/4 W

R_9 = 220 Ohm — 1/4 W, evtl. durch R_{10} Abgleich auf $U_{E0} = U_z$

R_{11} = 820 Ohm — 1/4 W

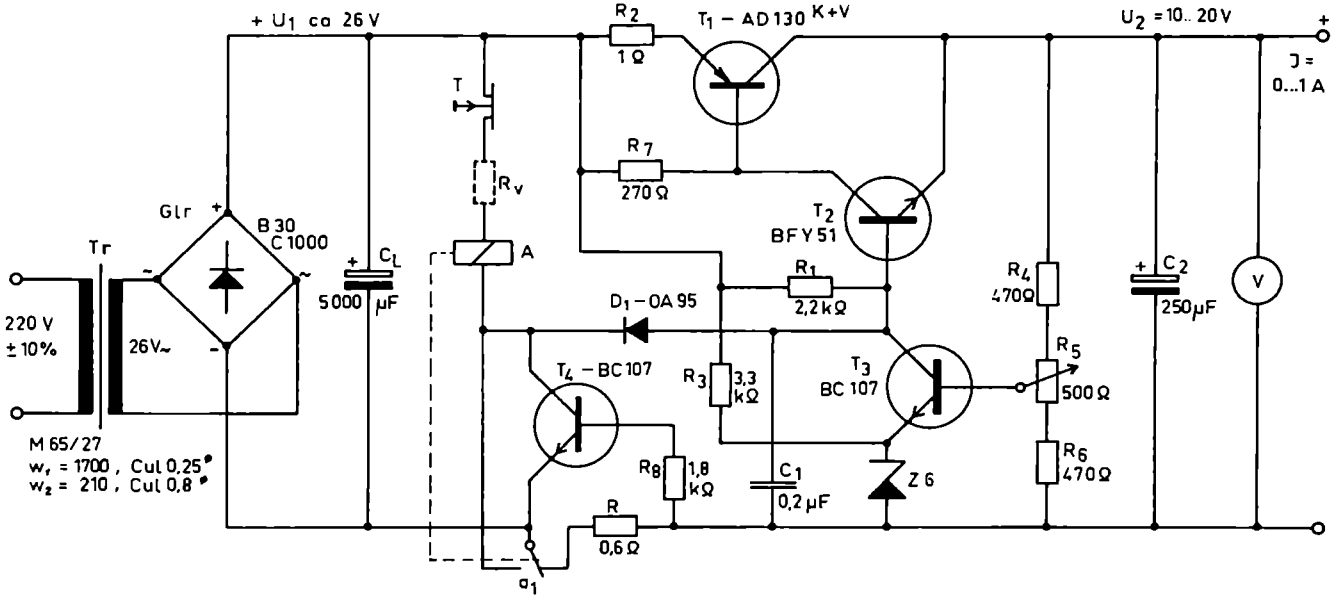
R = 1,2 Ohm — Drahtwiderstand, auf I_{max} abgleichen

Beispiel 7:

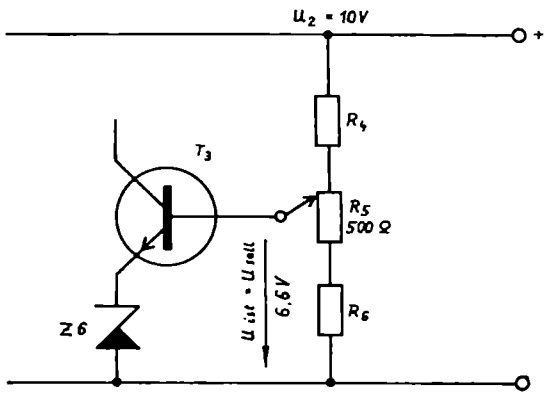
U_2 = 10 . . . 20 V
I = 0 . . . 1,0 A

Die Stabilisierung ist etwa 1 %.
Zu dieser Schaltung ist keine besondere Erklärung nötig, da die Funktion der einzelnen Baugruppen aus den vorangegangenen Beispielen bekannt ist.
Das Stellglied besteht aus der Kaskadenschaltung zweier komplementärer Transistoren, dem pnp-Ge-Leistungstransistor T_1 und dem npn-Si-Transistor T_2.
Es wird durch den Verstärker, Transistor T_3, gesteuert. Der Sollwert-Istwert-Vergleich findet ebenfalls in T_3 statt. Da genügend Verstärkungsreserve vorhanden ist, kann die Variation der Ausgangsspannung durch einen veränderlichen Spannungsteiler (Potentiometer R_5) für den Istwert erreicht werden. Bei der Berechnung des kompletten Spannungsteilers, bestehend aus R_4, R_5 und R_6, ist ein Gleichungssystem mit den 2 Unbekannten, R_4 und R_6, zu lösen. Die Bedingungen können aus der Zeichnung auf Seite 48 abgelesen und die entsprechenden Gleichungen aufgestellt werden. R_5 wird am besten so gewählt, daß ein vorhandenes Potentiometer verwendet werden kann; der Querstrom darf aber nicht zu klein werden. Für R_5 wurde deshalb ein 500-Ohm-Pot. ausgesucht, der Querstrom ist dann ungefähr 10 mA.

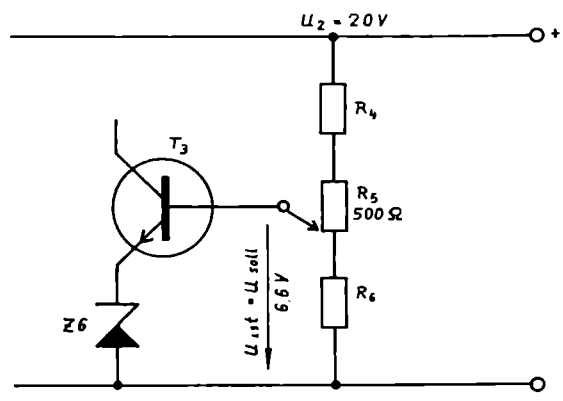
T_1 = pnp-Ge-Leistungstransistor: U_{CE} = 30 V, P_{tot} = 30 W, B = 30, z. B. AD 130 mit Kühlkörper u. evtl. Ventilator
T_2 = npn-Si-Kleinleistungs-Tr.: U_{CE} = 30 V, P_{tot} = 0,7 W, B = 60, z. B. BFY 51
T_3 = npn-Si-Transistor: U_{CE} = 25 V, P_{tot} = 300 mW, B = 100, z. B. BC 107
T_4 = npn-Si-Transistor: U_{CE} = 40 V, P_{tot} = 300 mW, B = 100, z. B. BC 107
Z = Z-Diode: U_z = 6 V, I_z max = 30 mA, z. B. Z 6
Glr = Brückengleichrichter: 30 V — 1 A, z. B. B 30 C 1000 — flach auf dem Chassis befestigt
C_L = Elektrolytkondensator, 5000 µF — 45 V
C_1 = Kondensator, 0,2 µF — 100 V
C_2 = Elektrolytkondensator, 250 µF — 25 V
Tr = Netztransformator M 65/27
W_1 = 1700 Wdg., d_1 = 0,25 CuI
W_2 = 210 Wdg., d_2 = 0,8 CuI
R_1 = 2,2 kOhm — 1 W
R_2 = 1 Ohm — Drahtwid.
R_3 = 3,3 kOhm — 1/2 W
R_4 = 470 Ohm — 1/4 W
R_5 = 500 Ohm — 1/4 W, Potentiometer
R_6 = 470 Ohm — 1/4 W
R_7 = 270 Ohm — 1/4 W
R_8 = 1,8 kOhm — 1/4 W
R = 0,6 Ohm — Drahtwiderstand, auf I_{max} abgeglichen
A = Relais mit Ruhekontakt,
Ansprechspannung 10 . . . 20 V (evtl. Widerstand)
Ansprechstrom 10 . . . 20 mA
D_1 = Universal-Diode, Sperrspannung 30 V, Durchlaßstrom 20 mA, z. B. OA 95
V = Voltmeter, Bereich 0 . . . 25 V
T = Taste mit Ruhekontakt


+ U1 ca 26 V
R2
1 Ω
T1 – AD 130 K+V
U2 = 10.. 20 V
+
J =
0...1 A
T
Rv
R7
270 Ω
Glr
B 30
C 1000
T2
BFY 51
Tr
A
CL
5000 µF
R1
2,2 kΩ
R4
470Ω
C2
250µF
V
220 V
± 10%
26V~
D1 – OA 95
R5
T4 – BC 107
R3
3,3
kΩ
T3
BC 107
500 Ω
M 65/27
w1 = 1700 , Cul 0,25
w2 = 210 , Cul 0,8
R8
1,8
kΩ
C1
0,2 µF
Z 6
R6
470Ω
R
0,6Ω
a1

a)



b)



a) $$\frac{500\ \text{Ohm} + R_6}{6{,}6\ \text{V}} = \frac{R_4 + 500\ \text{Ohm} + R_6}{10\ \text{V}}$$

b) $$\frac{R_6}{6{,}6\ \text{V}} = \frac{R_4 + 500\ \text{Ohm} + R_6}{20\ \text{V}}$$

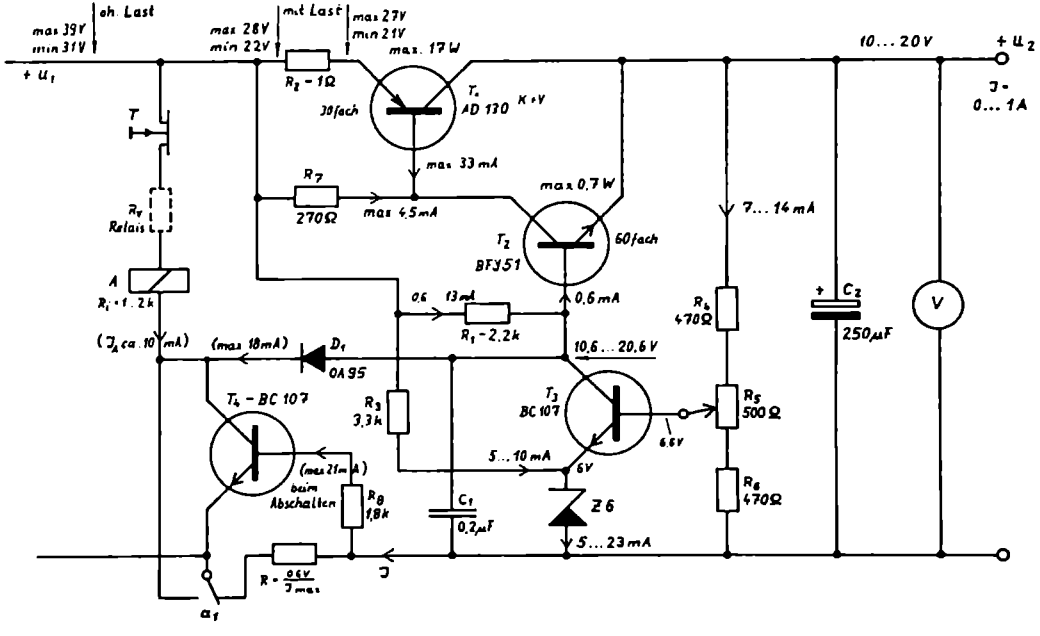
Die Lösung ergibt: $R_4 = 500$ Ohm und $R_6 = 515$ Ohm, gewählt wurde der nächstliegende Normwert mit $R_4 = R_6 = 470$ Ohm, der Feinabgleich kann durch Zuschalten von Widerständen erfolgen. Die Schaltung enthält außerdem eine elektronische Strombegrenzung mit Abschaltvorrichtung, denn dieses Gerät soll den Anforderungen beim Experimentieren mit Transistorschaltungen gerecht werden, d. h. einstellbare, stabilisierte Ausgangsspannung, überlastungs- und kurzschlußsicher.

Die Strombegrenzung ist bereits bekannt; wenn der Spannungsabfall an R größer als 0,6 V ist, wird T_4 ausgesteuert und die Kollektor-Emitterstrecke leitend. Dadurch wird der Regelkaskade der Steuerstrom entzogen und die Ausgangsspannung sinkt. Eine weitere Stromerhöhung vergrößert den Kollektorstrom von T_4 so, daß Relais A anzieht und der Ruhekontakt a_1 den Laststromkreis öffnet. Die Diode D_1 verhindert im Normalbetrieb, daß ein zusätzlicher Strom über den Relaiswiderstand in die Regelschaltung fließt.

Wenn das Relais abgeschaltet hat, kann die Regelschaltung durch eine kurze Unterbrechung der Spannungszuführung (U_1) oder des Relais-Stromkreises

(Taste T) in Betrieb gesetzt werden. Man kann auch die Netzspannung abschalten und warten, bis das Relais abfällt und anschließend wieder einschalten.

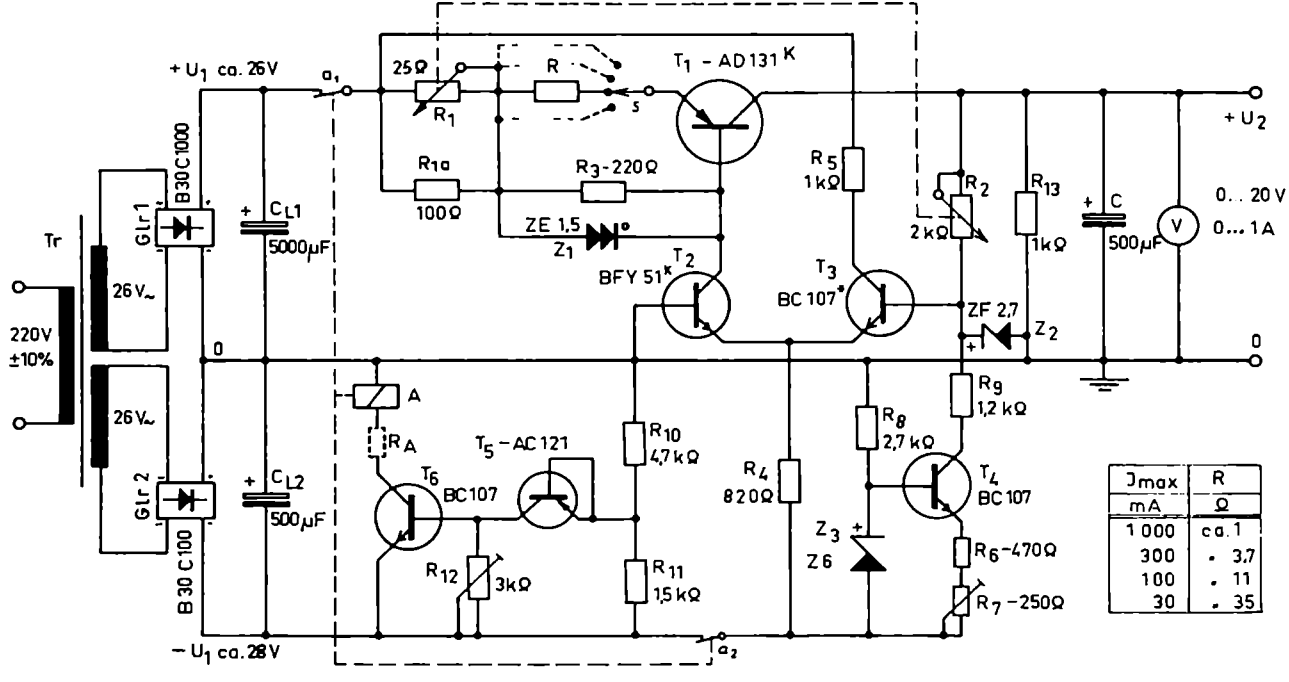
Das Berechnen der Schaltung kann auf Grund des folgenden Schaltbildes, in das alle wichtigen Spannungs- und Stromwerte eingetragen sind, wie bei den vorangegangenen Beispielen erfolgen. Im Transistor T_1 entsteht eine max. Verlustleistung von ca. 20 W bei $I_{max} = 1$ A und $U_2 = 10$ V. Um diese Leistung im Dauerbetrieb abzuführen, ist entweder eine sehr große Kühlfläche ($R_{th} \leqq 1{,}5$ grd/W), oder der Einbau eines Ventilators erforderlich. Da das Gerät aber hauptsächlich zu Experimentierzwecken vorgesehen ist und die Einschaltdauer kaum mehr als 1 Stunde beträgt, kommt man mit einer Gesamtkühlfläche von ca. 500 cm² aus. Der Kühlkörper ist aus mehreren ineinander geschachtelten Teilen aufgebaut und außerdem vom Chassis isoliert, weil der Kollektor des AD 130 mit dem Gehäuse verbunden ist.



Beispiel 8:

$U_2 = 0 \ldots 20\ V$
$I = 0 \ldots 1\ A$

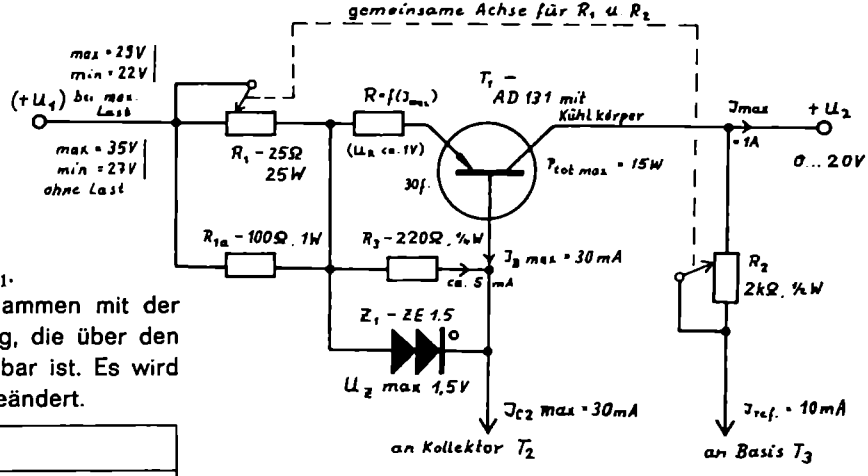
Mit diesem Schaltungsbeispiel soll eine Anleitung für ein universelles Experimentiergerät gegeben werden mit folgenden wichtigen Eigenschaften:
kontinuierlich regelbare, stabilisierte Ausgangsspannung 0 . . . 20 V
einstellbare Strombegrenzung 30, 100, 300 mA, 1 A
kurzschluß- und überlastungssicher.



Die gesamte Schaltung ist aus 5 Hauptgruppen aufgebaut:

1. Stellglied = Regeltransistor T_1
2. Verstärker- und Vergleichsstufe
3. Konstant-Stromquelle
4. thermischer Überlastungsschutz
5. Netzteil

Die Achsen der Potentiometer R_1 und R_2 sind miteinander verbunden. R_1 dient als Vorwiderstand für den Regeltransistor T_1, damit darin bei kleinen Ausgangsspannungen die Verlustleistung nicht zu groß wird, (P_{tot} max ca. 15 W — statt 30 W ohne R_1).



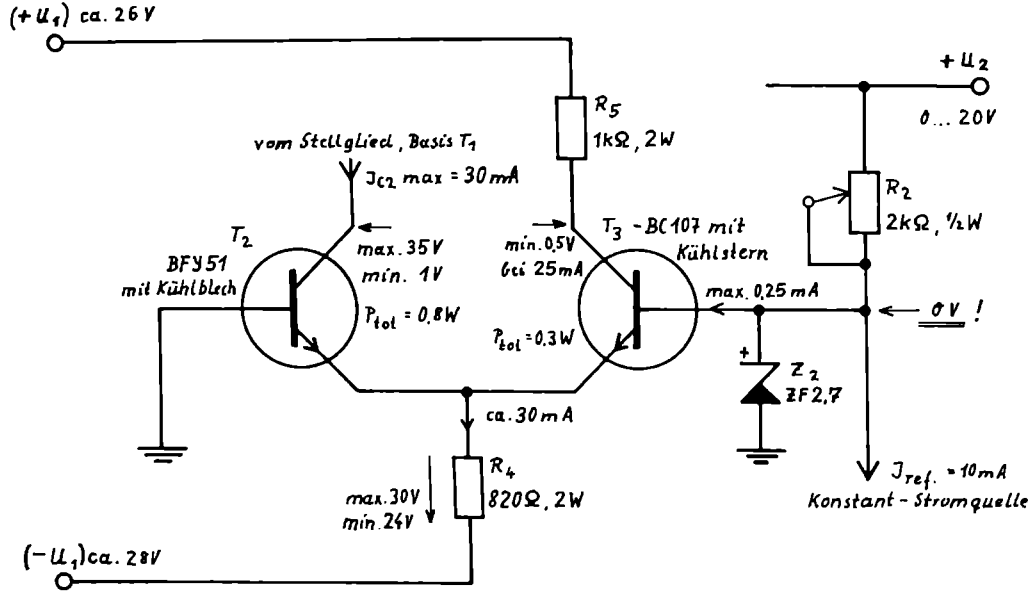
1. Als **Stellglied** dient der Transistor T_1.
Der Emitterwiderstand R bewirkt zusammen mit der Z-Diode ZE 1,5 eine Strombegrenzung, die über den Schalter S von 30 mA bis 1 A einstellbar ist. Es wird dann nur der Widerstandswert für R geändert.

I_{max}	R
30 mA	ca. 35 Ohm
100 mA	ca. 11 Ohm
300 mA	ca. 3,7 Ohm
1 A	ca. 1 Ohm

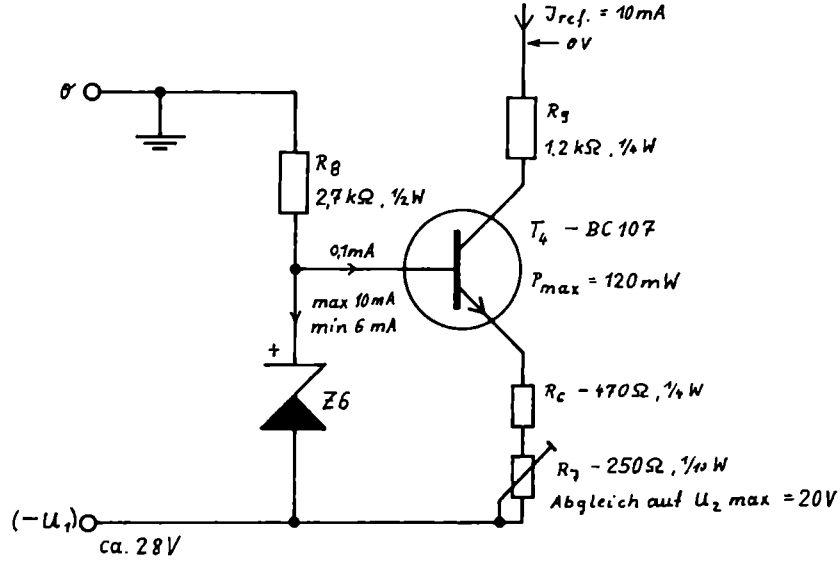
Anstatt der ZE 1,5 können auch 2 Si-Einzeldioden in Reihe geschaltet werden.

Durch das Pot. R_2 fließt der eingeprägte Strom von 10 mA, der von der Konstantstromquelle erzeugt wird. An R_2 entsteht darum proportional zum eingestellten Widerstand ein Spannungsabfall, der als Vergleichsspannung dient und auf den wiederum die Ausgangsspannung U_2 über den Differenzverstärker und das Stellglied eingeregelt wird.

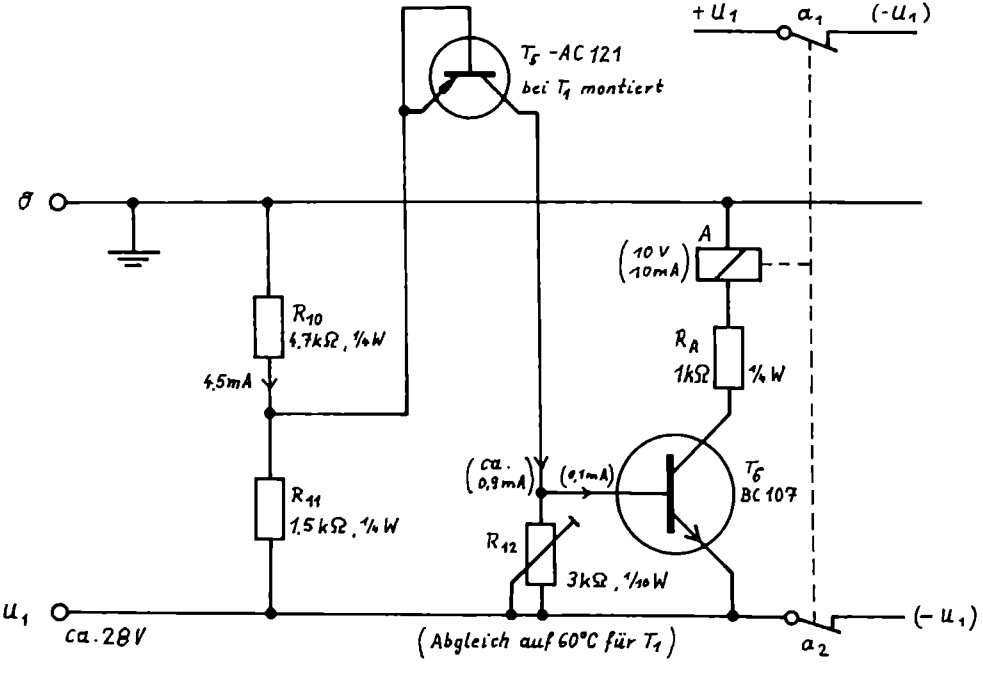
2. Die **Verstärker- und Vergleichsstufe** bilden die beiden Transistoren T_2 und T_3, die als Differenzverstärker geschaltet sind.
In den beiden Transistoren T_2 und T_3 stellt sich die Stromverteilung so ein, daß die Spannungsdifferenz zwischen den Basisanschlüssen (u) gleich Null ist. Wenn eine Störung auftritt, z. B. als Spannungsabweichung, wird über T_2 der Innenwiderstand des Stellgliedes T_1 soweit geändert, bis die Spannungsdifferenz (u) wieder Null geworden ist. Die Z-Diode ZF 2,7 soll den Eingang des Diff.-Verstärkers vor Überspannungen schützen.



3. Die **Konstant-Stromquelle** ist in ihrer Funktion im Abschnitt 8, „einfache Regelschaltung zur Stromstabilisierung", ausführlich beschrieben. Die Berechnung bietet daher keine Schwierigkeiten.
Das Potentiometer R_7 dient zum Einstellen der maximalen Ausgangsspannung, $U_2 = 20$ V.



4. Bei der „**thermischen Sicherung**" wird die starke Abhängigkeit des Reststromes von der Sperrschichttemperatur dieses Ge-Transistors (T_5) ausgenutzt.



Folgende Werte wurden für den Typ AC 121 gemessen:

I_{CES} bei 25 °C = 30 µA
I_{CES} bei 60 °C = 900 µA für $U_{CE} = 6$ V

Die Widerstände R_{10} und R_{11} bilden einen Spannungsteiler, so daß an R_{11} ca. 6,8 V entstehen. Der Querstrom ist mit ca. 5 mA 5mal größer als der maximale Strom durch T_5.
Das Relais A hat einen Ansprechstrom von ca. 10 mA, bei einem B von 100fach des Transistors T_6 wird Relais A bei $I_B = 100$ µA anziehen; der übrige Strom von 800 µA wird durch R_{12} abgeleitet.

$$R_{12} = \frac{U_{BE}}{I_{CES}\,(\text{für } 60\,°C) - I_B} = \frac{600\text{ mV}}{0{,}9\text{ mA} - 0{,}1\text{ mA}}$$

$$= 750\text{ Ohm}$$

Es wird deshalb für R_{12} ein Trimm-Pot. von 3 kOhm eingesetzt. Der Abgleich erfolgt durch Eintauchen des Ge-Transistors T_5 in ein Wasserbad von 60 °C und gleichzeitiges Einstellen von R_{12} (man beginnt bei $R_{12} = 0$), bis Relais A anzieht.
Wenn ein beliebiger Ge-Transistor eingesetzt wird, muß zunächst der Reststrom ausgemessen und dann die entsprechende Berechnung durchgeführt werden.

5. Das **Netzteil** kann zur Hälfte vom vorangegangenen Beispiel 7 übernommen werden. Es muß noch eine 3. Wicklung auf den Netztransformator zur Erzeugung der Hilfsspannung ($-U_1$) aufgebracht werden. Die Windungszahl ist $W_3 = 210$ Wdg., $d_3 = 0{,}15$ mm ϕ. Hinzu kommt noch ein Brückengleichrichter B 30 C 100 und ein Ladeelko $C_{L2} = 500$ µF — 40 V.

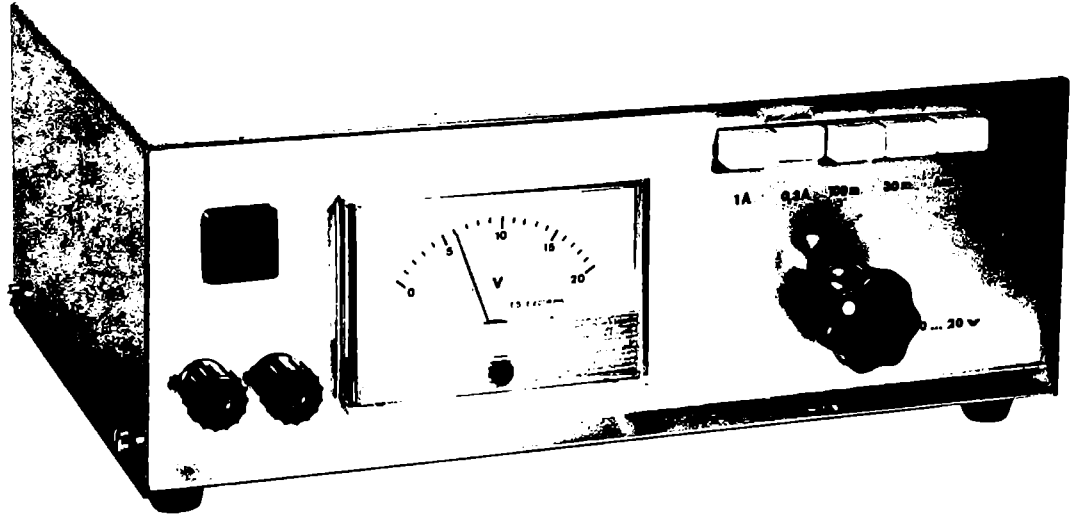
Stückliste zu Beispiel 8:

T_1 = pnp-Ge-Leistungstransistor: U_{CE} = 40 V, P_{tot} = 15 W, B = 30, z. B. AD 131 mit Kühlkörper
T_2 = npn-Si-Transistor: U_{CE} = 40 V, P_{tot} = 1 W, B = 50, z. B. BFY 51 mit Kühlkörper
T_3 = npn-Si-Transistor: U_{CE} = 40 V, P_{tot} = 300 mW, B = 100, z. B. BC 107 mit Kühlstern
T_4 = npn-Si-Transistor: U_{CE} = 20 V, P_{tot} = 300 mW, B = 50, z. B. BC 107
T_5 = pnp- Ge- Transistor: U_{CE} = 10 V, I_{CES} ca. 30 µA bei 25 °C und ca. 900 µA bei 60 °C, z. B. AC 121, zur guten Wärmeübertragung neben T_1 befestigt
T_6 = npn-Si-Transistor: U_{CE} = 40 V, P_{tot} = 300 mW, B = 100, z. B. BC 107
Z_1 = Z-Diode: U_z = 1,5 V, I_z max = 50 mA, z. B. ZE 1,5 (der Katodenanschluß befindet sich rechts vom Farbpunkt)
Z_2 = Z-Diode: U_z = 2,7 V, I_z max = 50 mA, z. B. ZF 2,7
Z_3 = Z-Diode: U_z = 6 V, I_z max = 20 mA; z. B. Z 6
Glr_1 = Brücken-Gleichrichter: 30 V — 1 A, z. B. 30 C 1000, zur Kühlung auf dem Chassis befestigt
Glr_2 = Brücken-Gleichrichter: 30 V — 100 mA, z. B. B 30 C 100
C_{L1} = Elektrolytkondensator, 5000 µF — 45 V
C_{L2} = Elektrolytkondensator, 500 µF — 45 V
C = Elektrolytkondensator, 500 µF — 25 V
Tr = Netztransformator M 65/27
W_1 = 1700 Wdg., D_1 = 0,25 CuI
W_2 = 210 Wdg., d_2 = 0,8 CuI
W_3 = 210 Wdg., d_3 = 0,15 CuI
R_1 = Drahtpot. 25 Ohm — 25 W
R_{1a} = 100 Ohm — 1 W
R_2 = Pot. 2 kOhm — 1/2 W
R_3 = 220 Ohm — 1/4 W
R_4 = 820 Ohm — 2 W
R_5 = 680 Ohm — 2 W
R_6 = 470 Ohm — 1/4 W
R_7 = 250 Ohm — 1/10 W — Trimm.-Pot.
R_8 = 2,5 kOhm — 1/2 W
R_9 = 1,2 kOhm — 1/4 W
R_{10} = 4,7 kOhm — 1/4 W
R_{11} = 1,5 kOhm — 1/4 W
R_{12} = 3 kOhm — 1/10 W — Trimm.-Pot.
R_{13} = 1 kOhm — 1 W

R = Widerstand zur Strombegrenzung, R muß individuell abgeglichen werden.

I_{max}	R
1 A	ca. 1 Ohm
300 mA	ca. 3,7 Ohm
100 mA	ca. 11 Ohm
30 mA	ca. 35 Ohm

A = Relais mit 2 Ruhekontakten a_1 und a_2, Ansprechspannung 10 . . . 20 V (evtl. Vorwid. R_A), Ansprechstrom ca. 10 mA
V = Voltmeter, Bereich 0 . . . 25 V

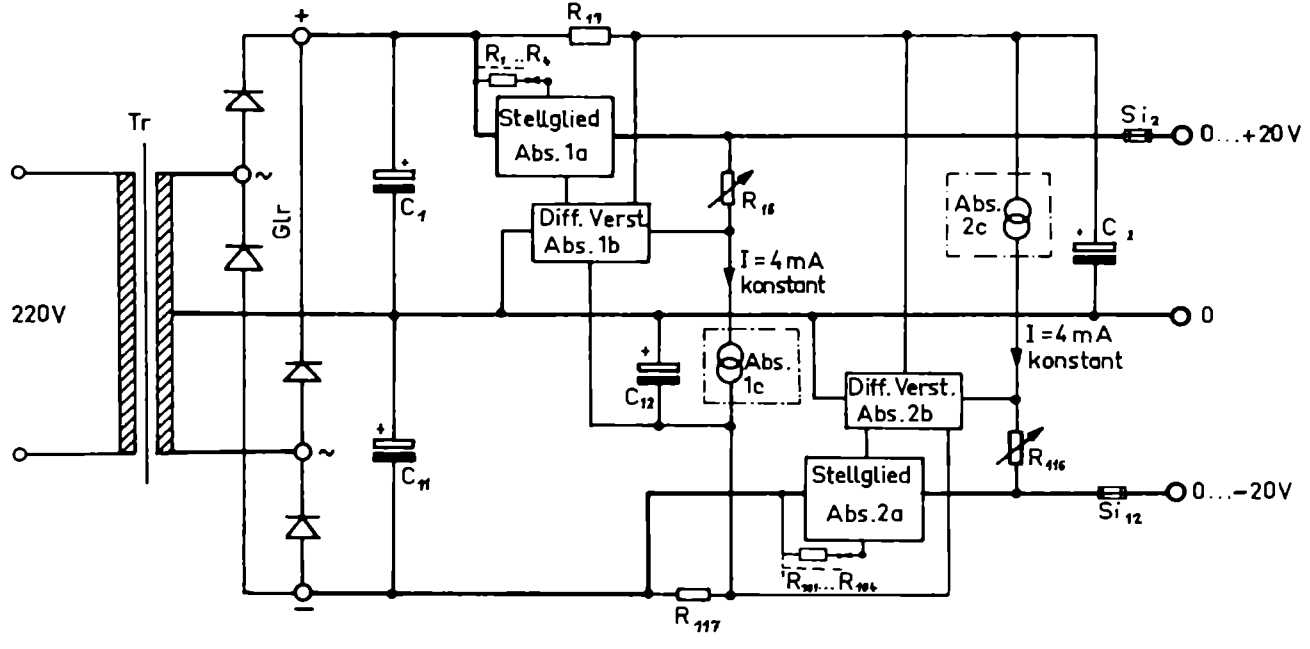


Mustergerät nach Beispiel 8

Beispiel 9:

Zwei getrennt einstellbare Ausgangsspannungen
0 . . . 20 V mit den Strombegrenzungen 30 mA, 100 mA, 0,3 A und 1 A

Schaltungs-Prinzip



Diese Schaltung bringt eine Erweiterung des letzten Beispiels, mit folgenden wesentlichen Unterschieden:

1. an den verschiedenen Ausgängen können positive und negative stabilisierte Ausgangsspannungen abgenommen werden, wozu zwei unabhängige Regelteile mit einstellbarer Ausgangsspannung und Strombegrenzung vorgesehen wurden;
2. man erhält Ausgangsspannungen im Bereich von 20 . . . 40 V, wenn man direkt zwischen der positiven und negativen Ausgangsklemme abgreift, die Strombegrenzungen sollten dabei auf gleiche Werte eingestellt sein;
3. durch die Verwendung des Si-Leistungstransistors 2N3055 konnte auf die Schaltung für den thermischen Überlastungsschutz und das Potentiometer zur Leistungsminderung verzichtet werden, dafür wurden größere Kühlkörper vorgesehen;
4. die Kaskadenschaltung im Stellglied ergibt einen höheren Stabilisierungsfaktor, gleichzeitig kann durch die Verwendung eines komplementären Transistors zu dem npn-Leistungstransistor ein pnp-Verhalten erreicht werden;
5. im Differenzverstärker wurde ein Doppeltransistor bzw. ein ausgesuchtes Transistor-Paar (gleiche Stromverstärkung und gleiche Basis-Emitter-Spannung) eingesetzt. Man erreicht dadurch eine gute Temperaturstabilität. Um diesen Vorteil auszunutzen mußte die Konstantstromquelle in ihrem Temperaturverhalten ebenfalls verbessert werden, was in diesem Fall durch eine Diode in Reihe zur Z-Diode (TK-Wert ca. Null) erreicht wurde;
6. als zusätzlicher Schutz für den Leistungstransistor wurde eine Diode zwischen Stellglied und Vergleichspunkt geschaltet, um das Sperrverhalten bei einem Rückstrom zu verbessern; gegen Spannungen mit verkehrter Polarität am Ausgang schützt eine weitere Diode;

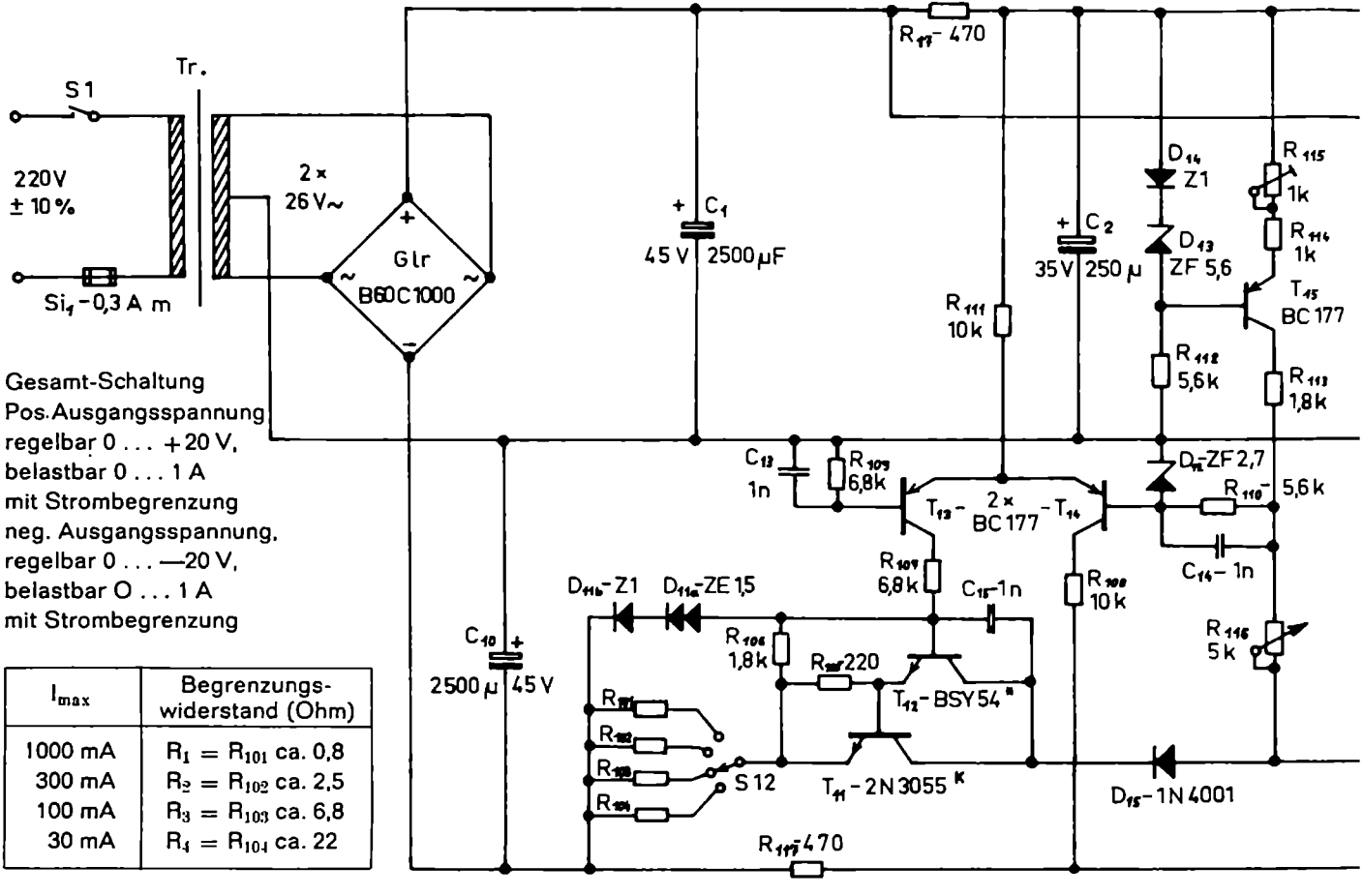
Trotz dieser Änderungen wurde das Grundprinzip der Schaltung von Beispiel 8 beibehalten.

Für die weiteren Erklärungen ist es sehr viel anschaulicher, wenn man jeweils den positiven und den negativen Zweig für sich betrachtet; deshalb wurde das Gesamt-Schaltbild in folgende Teile untergliedert:

1. Netzteil
2. Regelteil für positive Ausgangsspannungen
3. Regelteil für negative Ausgangsspannungen

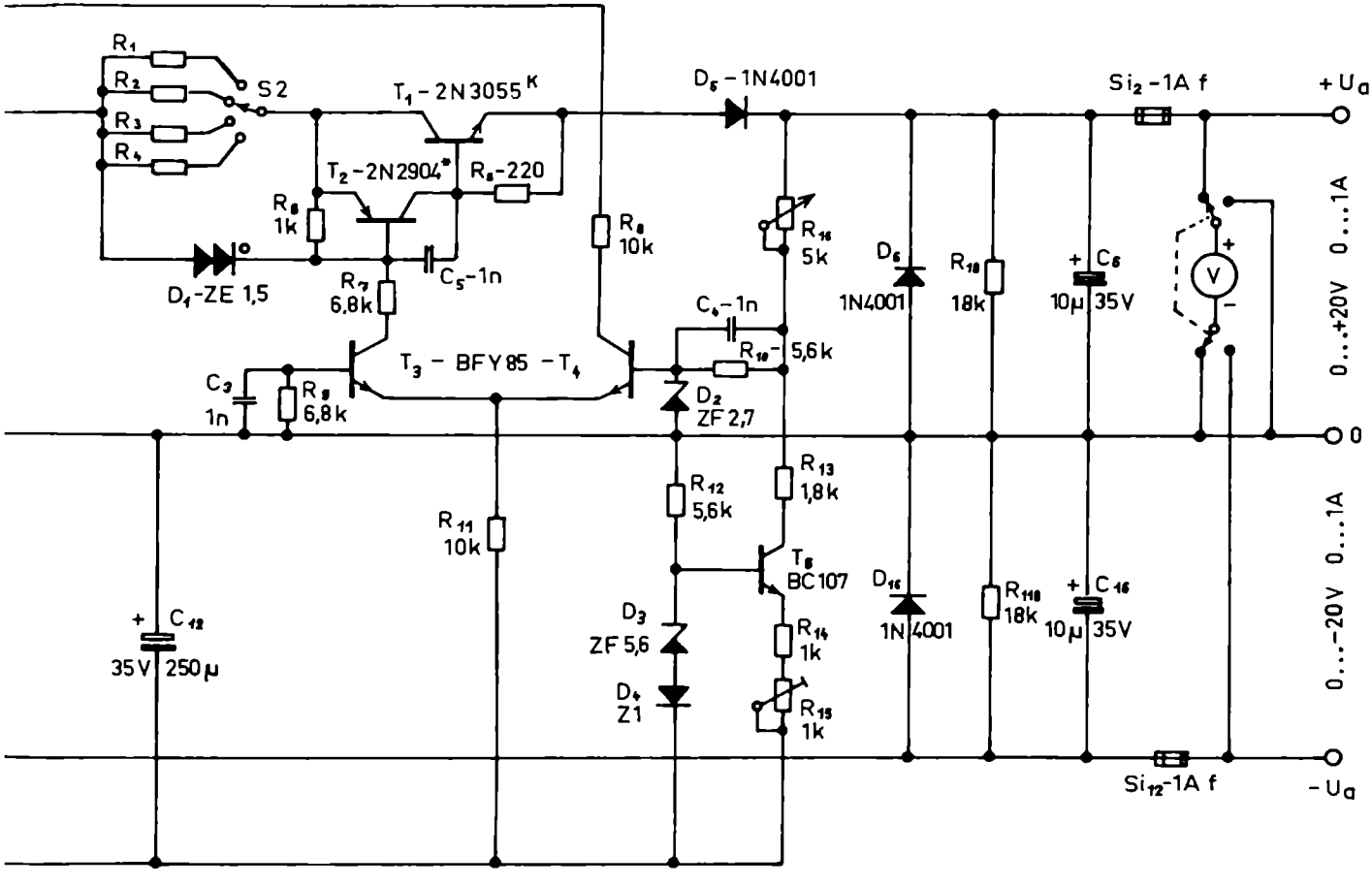
wobei jede Regelschaltung wiederum aus 3 Hauptgruppen besteht:

a) Stellglied
b) Verstärker- und Vergleichsstufe
c) Konstantstromquelle



Gesamt-Schaltung
Pos. Ausgangsspannung
regelbar 0 ... +20 V,
belastbar 0 ... 1 A
mit Strombegrenzung
neg. Ausgangsspannung,
regelbar 0 ... —20 V,
belastbar O ... 1 A
mit Strombegrenzung

I_{max}	Begrenzungs-widerstand (Ohm)
1000 mA	$R_1 = R_{101}$ ca. 0,8
300 mA	$R_2 = R_{102}$ ca. 2,5
100 mA	$R_3 = R_{103}$ ca. 6,8
30 mA	$R_4 = R_{104}$ ca. 22


R1
R2
R3
R4
S2
T1 - 2N3055 K
T2 - 2N2904*
R8 - 220
R8 1k
D1 - ZE 1,5
R7 6,8k
C5 - 1n
T3 - BFY85 - T4
C3 1n
R9 6,8k
R11 10k
C12 35V 250µ
R9 10k
D5 - 1N4001
R16 5k
C4 - 1n
R10 - 5,6k
D2 ZF 2,7
R12 5,6k
R13 1,8k
T5 BC107
D3 ZF 5,6
D4 Z1
R14 1k
R15 1k
D6 1N4001
D16 1N4001
R18 18k
R118 18k
C6 10µ 35V
C16 10µ 35V
Si2 - 1A f
Si12 - 1A f
+Ua
0
-Ua
0...+20V 0...1A
0...-20V 0...1A
V

1. Netzteil:

Die Sekundärspannung des Netztransformators kann wie im vorangegangenen Beispiel Nr. 8 ebenfalls mit 26 V angenommen werden. Bei maximaler Belastung des Netzteiles fließen im positiven und negativen Zweig je ca. 1,1 A. Daraus läßt sich die Sekundär-Leistung mit etwa 55 VA ansetzen, folglich wurde als Transformatorkern der Typ M74/32 gewählt.
Die Berechnung führt zu folgenden Daten:

$$W_1 = \frac{8400}{A_r\,(cm^2)} = 1250 \text{ Wdg.}$$

$$W_{2a} = \frac{K \cdot U_{sek} \cdot W_1}{220\text{ V}} = 156 \text{ Wdg.}$$

$$W_{2b} = W_{2a} = 156 \text{ Wdg.}$$

$$I_1 = \frac{1{,}1 \cdot P_{sek}}{220\text{ V}} = 0{,}27\text{ A} \longrightarrow d_1 = 0{,}35\text{ mm}$$

I_{2a} ca. 1,1 A $\longrightarrow$ $d_{2a} = 0{,}7$ mm

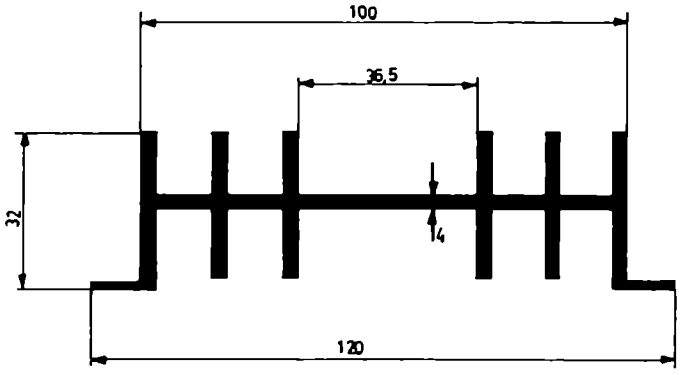
I_{2b} ca. 1,1 A $\longrightarrow$ $d_{2b} = 0{,}7$ mm

Primärseitig wurde eine mittelträge Sicherung von 0,3 A vorgesehen.
Als Besonderheit ist die optimale Ausnutzung des Brückengleichrichters zu erwähnen, der in diesem Fall als doppelter Mittelpunktgleichrichter eingesetzt ist, siehe Abschnitt 3 f) Seite 13.
Die Ladekondensatoren C_I und C_{II} haben einen Wert von 2500 µF, demnach kann bei maximaler Belastung mit einer Brummspannung von ca. 5 V_{ss} gerechnet werden.
Dieser günstige Wert läßt sich aber nur bei vollkommen symmetrischen Sekundärwicklungen erreichen, d. h. parallel wickeln und anschließend in Reihe schalten!

2. Regelteil für positive Ausgansspannungen

a) **Stellglied**
Dieses besteht aus der Kaskadenschaltung der 2 komplementären Transistoren T_1 (2N3055) und T_2 (2N2904). Im Transistor T_1 wird eine max. Leistung von 27,5 W umgesetzt (Dauerkurzschluß). Wenn die Erwärmung der Umgebungsluft mit 50 °C und die max. Sperrschichttemperatur mit 180 °C angenommen wird, erhält man $\Delta T = 130$ °C.
Damit kann der thermische Widerstand $R_{th} = \Delta T/P_{max}$ bestimmt werden:

$$R_{th} = \frac{130\text{ °C}}{27{,}5\text{ W}} = 4{,}7\text{ °C/W}$$



z. B. Seifert Typ KL-102
Länge 50 mm, geschwärzt
vertikale Montage

Der thermische Widerstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse muß mit 1,5 °C/W und für eine Glimmerscheibe bei isolierter Montage mit 0,6 °C/W berücksichtigt werden, so daß man für den Kühlkörper 2,6 °C/W erhält.
Im Musteraufbau wurde eine Kühlschiene mit folgendem Profil verwendet:

KL-102 x50 SW

b) Vergleichsstufe und Verstärker

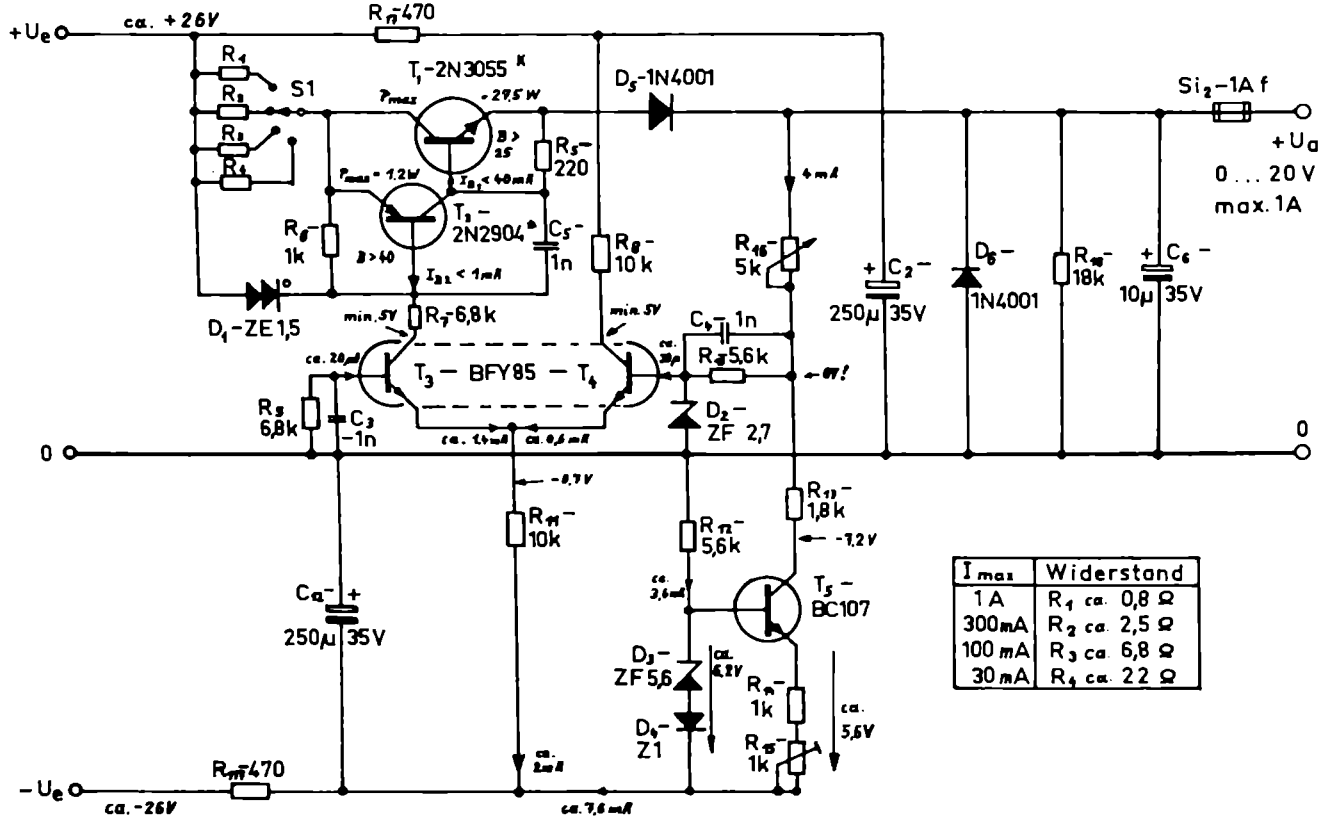
Diese Stufe wird im wesentlichen aus dem Doppeltransistor $T_3 + T_4$ (BFY 85) gebildet.
Der Doppeltransistor, bzw. ein äquivalentes ausgesuchtes Transistorpaar sollte folgende typische Daten aufweisen:
npn-Struktur
$B = 60 \ldots 200$fach, $\Delta B \leqq 20\,\%$

$U_{CE\,max} = 45$ V,

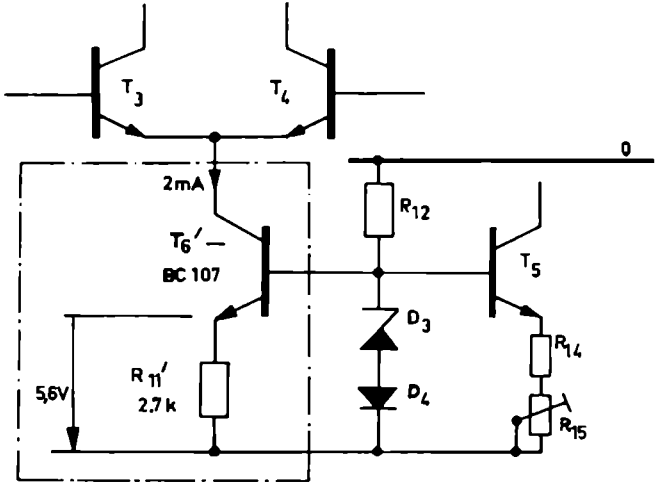
$\Delta U_{BE} = 10$ mV, $\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T} = 20\,\mu$ V/°C

Für den Typ BFY 85 von Telefunken können auch die Typen BCY 87, Valvo oder BFY 92, ITT eingesetzt werden.
Als Schutz für den Doppeltransistor wurden die Basiswiderstände R_9 und R_{10} sowie die Z-Diode D_2 (ZF 2,7) vorgesehen.

Diese Stufe ließe sich durch Einfügen einer Konstantstromquelle in die gemeinsame Emitterleitung anstelle von R_{11} verbessern; der zusätzliche Aufwand besteht aus T_6 und R_{11}, da eine passende Referenzspannung bereits durch D_3 und D_4 erzeugt wird.



Imax	Widerstand
1 A	R1 ca. 0,8 Ω
300 mA	R2 ca. 2,5 Ω
100 mA	R3 ca. 6,8 Ω
30 mA	R4 ca. 22 Ω



c) Konstantstromquelle

Diese wird aus T_5, $D_3 + D_4$ und R_{12}, R_{13}, $R_{14} + R_{15}$ gebildet. R_{16} (5 kOhm) dient zur Einstellung der Ausgangsspannung. Mit R_{14} können die Toleranzen der Referenzspannung und des Potentiometers R_{16} ausgeglichen werden.

Eine gute Temperaturstabilität wird durch die Wahl der Z-Diode ZF 5,6 und die Kompensation der Basis-Emitterstrecke von T_5 durch D_4 (Z 1) erreicht.

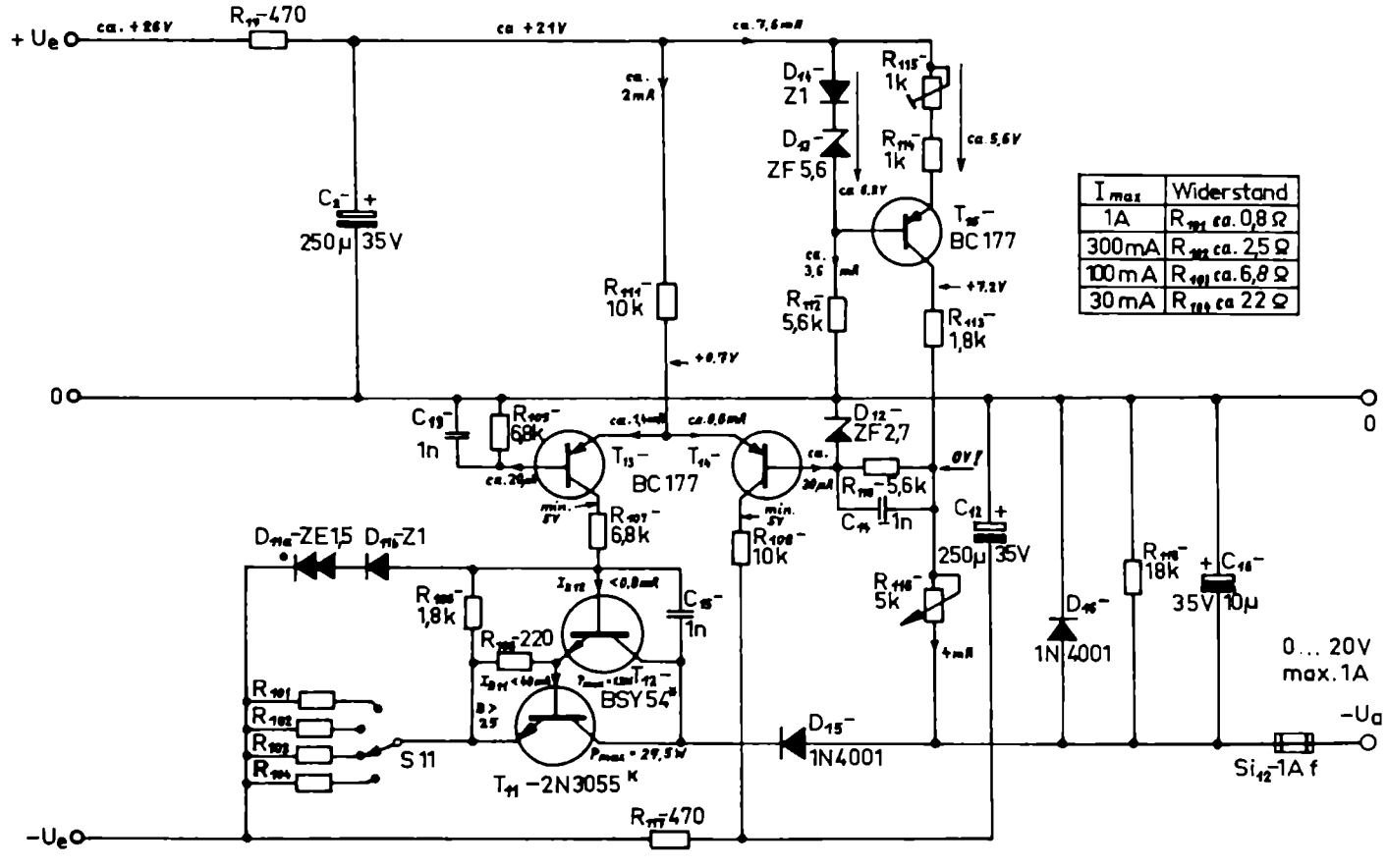
3. Regelteil für negative Ausgangsspannungen

a) Stellglied

Es besteht aus der Kaskadenschaltung der beiden Transistoren T_{11} (2 N 3055) und T_{12} (BSY 54) zur Darlington-Schaltung. Im Konstantstrombetrieb, nach Ansprechen der Strombegrenzung, sind die Spannungsabfälle an der Basis-Emitterstrecke der beiden Transistoren zu berücksichtigen, dies ergibt etwa 1,3 V.

Durch die Diode D_{11a} (ZE 1,5) wird diese Spannung kompensiert. Wird jetzt eine weitere Diode, z. B. D_{11b}, (= Z 1), in Reihe gelegt, dann erhält man wieder etwa die gleichen Werte für die Strombegrenzungswiderstände wie im positiven Regelteil.

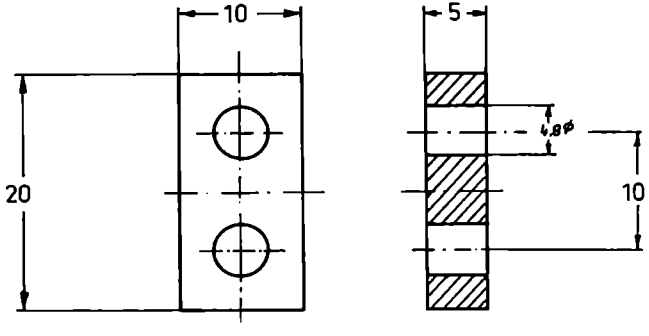
Im Transistor T_{11} wird maximal eine Leistung von 27,5 W umgesetzt, deshalb ist ebenfalls ein Kühlkörper mit einem thermischen Widerstand von $R_{th} = 2{,}6$ °C/W erforderlich; es kann damit der gleiche Typ KL-102/50 SW (Firma Seifert) gewählt werden.



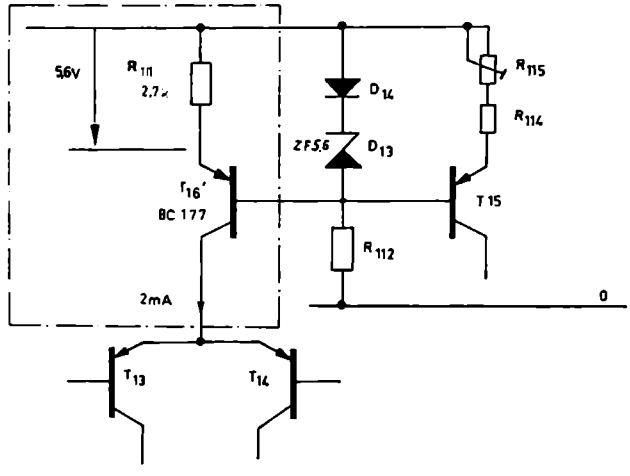
I_{max}	Widerstand
1A	R_{101} ca. 0,8 Ω
300mA	R_{102} ca. 2,5 Ω
100mA	R_{103} ca. 6,8 Ω
30mA	R_{104} ca 22 Ω

b) Vergleichsstufe und Verstärker

In dieser Stufe werden 2 Einzeltransistoren vom Typ BC 177 nach etwa gleicher Stromverstärkung und Basis-Emitterspannung bei einem Kollektorstrom I_c = 1 mA ausgesucht und anschließend in einen Aluminiumblock mit zwei eng beieinanderliegenden Bohrungen eingesetzt:



In den übrigen Einzelheiten und in der Wirkungsweise entspricht diese Stufe der entsprechenden (komplementären) im positiven Teil. Z. B. kann auch hier R_{111} durch eine Konstantstromquelle, bestehend aus einem Transistor T_{16}' = BC 177 und einem Widerstand R_{111}' = 2,7 kOhm, ersetzt werden. Als Referenzspannung steht wiederum die Spannung an D_{13} und D_{14} zur Verfügung.



c) Konstantstromquelle

Diese wird aus T_{15}, D_{13} + D_{14} und R_{112}, R_{113}, R_{114} + R_{115} gebildet und ist für einen Strom von 4 mA ausgelegt. Mit R_{115} ist der Strom im Bereich von 2,8 bis 5,6 mA einstellbar, so daß die Toleranzen von R_{116}, dem Potentiometer für die kontinuierlich regelbare Ausgangsspannung, ausgeglichen werden können.

Diese Schaltung ist ebenfalls komplementär zu der positiven aufgebaut, so daß hier die gleichen Überlegungen gelten.

Stückliste zu Beispiel 9:

T_1 = npn-Si-Leistungstransistor: U_{CE} = 40 V, P_{tot} = 40 W, B = 30fach z. B. 2N3055 mit Kühlkörper 2,6 °C/W (Seifert KL 102/50 SW)

T_2 = pnp-Si-Transistor: U_{CE} = 40 V, P_{tot} = 1,2 W, B = 50 z. B. 2N2904 mit Kühlstern (Seifert KK 502)

T_3 und T_4 = npn-Si-Doppeltransistor, Daten im Text genannt z. B. BFY 92, BCY 87

T_5 = npn-Si-Transistor: U_{CE} = 30 V, P_{tot} = 300 mW, B = 50, z. B. BC 107

T_{11} = npn-SI-Leistungstransistor wie T_1, z. B. 2N3055 mit Kühlkörper 2,6 °C/W

T_{12} = npn-Si-Transistor: U_{CE} = 40 V, P_{tot} = 1,2 W, B = 50, z. B. BSY 54 mit Kühlstern (KK 502)

T_{13} und T_{14} = pnp-Si-Transistorpaar, ausgesucht, Werte im Text genannt, z. B. 2 × BC 177

T_{15} = pnp-Si-Transistor: U_{CE} = 30 V, P_{tot} = 300 mW, B = 50, z. B. BC 177

Glr = Brückengleichrichter: 60 V — 1 A, z. B. B 60 C 1000

D_1 = Z-Diode: U_z = 1,5 V, $I_{z\,max}$ = 10 mA, z. B. ZE 1,5 ersatzweise 2 Si-Dioden, Reihenschaltung in Durchlaßrichtung

D_2 = Z-Diode: U_z = 2,7 V, $I_{z\,max}$ = 10 mA, z. B. ZF 2,7

D_3 = Z-Diode: U_z = 5,6 V, $I_{z\,max}$ = 10 mA, z. B. ZF 5,6

D_4 = Z-Diode: U_z = 0,8 V, $I_{z\,max}$ = 10 mA, z. B. Z 1 ersatzweise Si-Diode in Durchlaßrichtung

D_5 = Si-Diode: U_R = 50 V, I_D = 1 A, z. B. 1N4001

D_6 = Si-Diode: U_R = 50 V, I_D = 1 A, z. B. 1N4001

D_{11a} = Z-Diode entspr. D_1, z. B. ZE 1,5

D_{11b} = Z-Diode: U_z = 0,8 V, $I_{z\,max}$ = 10 mA, z. B. Z 1 ersatzweise Si-Diode in Durchlaßrichtung

D_{12} = Z-Diode entspr. D_2, z. B. ZF 2,7

D_{13} = Z-Diode entspr. D_3, z. B ZF 5,6

D_{14} = Z-Diode entspr. D_4, z. B. Z 1

D_{15} = Si-Diode entspr. D_5, z. B. 1N4001

D_{16} = Si-Diode entspr. D_6, z. B. 1N4001

C_1 = C_{11} = Elektrolytkondensator 2500 µF — 45 V

C_2 = C_{12} = Elektrolytkondensator 250 µF — 35 V

C_3 = C_{13} = Kondensator 1 nF — 100 V =

C_4 = C_{14} = Kondensator 1 nF — 100 V =

C_5 = C_{15} = Kondensator 1 nF — 100 V =

C_6 = C_{16} = Elektrolytkondensator 10 µF — 35 V

R_1 ... R_4 = Widerstände zur Einstellung der Strombegrenzung

R_{101} ... R_{104} = Widerstände zur Einstellung der Strombegrenzung

Wertangaben s. Tabelle, möglichst Drahtwiderstände verwenden

R_5 = R_{105} = 220 Ohm — 1/4 W

R_6 = 1 kOhm — 1/4 W

R_{106} = 1,8 kOhm — 1/4 W

R_7 = R_{107} = 6,8 kOhm — 1/4 W

R_8 = R_{108} = 10 kOhm — 1/4 W

R_9 = R_{109} = 6,8 kOhm — 1/4 W

R_{10} = R_{110} = 5,6 kOhm — 1/4 W

R_{11} = R_{111} = 10 kOhm — 1/4 W

R_{12} = R_{112} = 5,6 kOhm — 1/4 W

R_{13} = R_{113} = 1,8 kOhm — 1/4 W

R_{14} = R_{114} = 1 kOhm — 1/4 W

R_{15} = R_{115} = Trimm-Pot. 1 kOhm — 0,1 W

R_{16} = R_{116} = Potentiometer 5 kOhm — 0,1 W

R_{17} = R_{117} = 470 Ohm — 1/4 W

R_{18} = R_{118} = 18 kOhm — 1/4 W

Tr = Netztransformator M 74/32
W_1 = 1250 Wdg — 0,35 CuI
W_{2a} = W_{2b} = 156 Wdg — 0,7 CuI

V = Voltmeter, Bereich 0 ... 25 V

Si_1 = Netzsicherung 0,3 A mittelträge

Si_2 = Sicherung 1 A flink

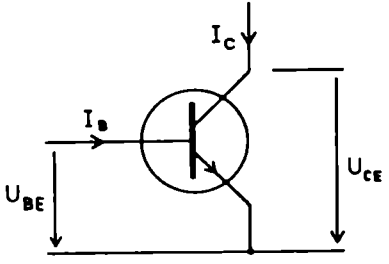
Si_{12} = Sicherung 1 A flink

10. Die Wärmeableitung bei Halbleitern

10.1 Ermitteln der Verlustleistung im Transistor

Die Kollektor-Emitterstrecke eines Transistors stellt in Abhängigkeit von der Aussteuerung durch den Basisstrom einem bestimmten Widerstand dar, der sich für den Gleichstrombetrieb bei einem definierten Arbeitspunkt aus der Spannung U_{CE} und dem Strom I_C berechnen läßt:

$$R_{CE} = U_{CE}/I_C$$



Folglich kann auch die elektrische Leistung P_C angegeben werden, die in Wärme umgesetzt wird:

$$P_C = U_{CE} \cdot I_C \approx P_{tot}$$

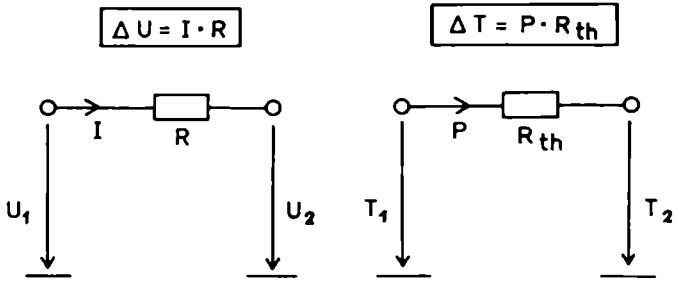
P_{tot} = Gesamtverlustleistung

Außerdem entsteht Wärme in der Basis-Emitterstrecke, da aber Strom und Spannung erheblich kleiner sind als kollektorseitig, kann dieser Anteil vernachlässigt und $P_C = P_{tot}$ gesetzt werden.

Mit Hilfe eines Kühlkörpers wird die entstehende Wärme, falls kein besonderes Kühlmittel vorhanden ist, an die Umgebungsluft abgeführt.

10.2 Wärmewiderstand R_{th}

Die Eigenschaft des Kühlkörpers, Wärme abzuleiten, wird als Wärmeleitwert bezeichnet. Der reziproke Wert ist der Wärmewiderstand (oder thermische Widerstand), der mit R_{th} bezeichnet wird. Es läßt sich jetzt folgende Analogie zum elektrischen Stromkreis aufstellen:



Die rechnerische Größe für eine Wärmequelle ist deren Temperatur T_1, wie z. B. eine elektrische Spannungsquelle durch die Spannung U_1 gekennzeichnet wird.

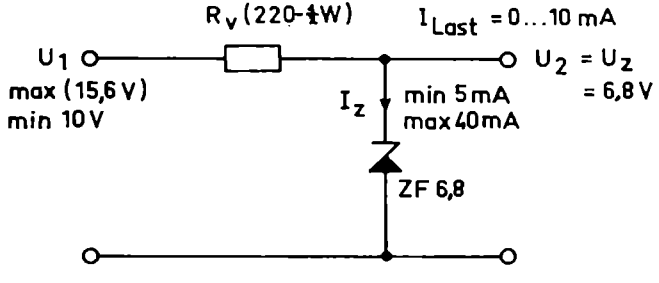
Der elektrische Strom bewirkt am Widerstand R einen bestimmten Spannungsabfall ΔU, wodurch der neue

Spannungswert U_2 entsteht. Entsprechendes gilt für den thermischen Widerstandswert R_{th}, an dem proportional zur Wärmeströmung P (= elektrische Leistung) das Temperaturgefälle ΔT entsteht, so daß sich die äußere Temperatur T_2 als Differenz von T_1 und ΔT ermitteln läßt:

$$T_2 = T_1 - \Delta T$$

10.3 Rechenbeispiel

An einem Beispiel soll dieser Vorgang noch einmal erläutert werden:



Für diese Stabilisierungsschaltung sind z. B. folgende Werte gegeben:

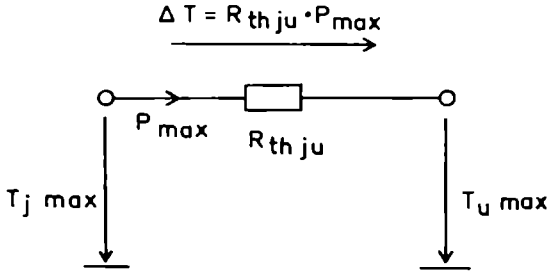
Z-Diode ZF 6,8
I_z min = 5 mA; I_z = 40 mA
I_{Last} = 0 ... 10 mA
U_1 min = 10 V
$R_{th\ ju}$ = 0,31 °C/mW
T_j max = 150 °C

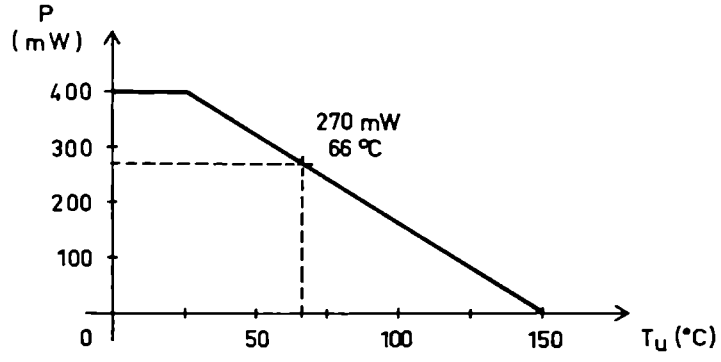
zu berechnen sind die Werte für:
R_v; U_1 max und T_u max

Nach der Anleitung zur Berechnung dieser Z-Diodenschaltung, die auf Seite 19 und 20 gegeben wurde, wird man mit der Dimensionierung von R_v beginnen, dazu kann die Formel (s. 19,1):
U_1 min = U_z + R_v (I_L max + I_z min) nach R_v umgestellt werden.

$$R_v = \frac{U_1\ \text{min} - U_z}{I_L\ \text{max} + I_z\ \text{min}}$$

Nach Einsetzen der Zahlenwerte erhält man: R_v = 214 Ohm.
Gewählt wird der nächstliegende Normwert: **220 Ohm** (½ W).
Für die Bestimmung von U_1 max kann die entsprechende Formel (S. 19,2) U_1 max = U_z + R_v (I_L min + I_z max) direkt verwendet werden und man erhält:
U_1 max = 6,8 V + 220 Ω · 40 mA = **15,6 V**
Zur Berechnung der max. zulässigen Umgebungstemperatur T_u max wird der Wärmewiderstand $R_{th\ ju}$ (Sperrschicht — Umgebung) und die maximale Sperrschichttemperatur T_j max benötigt. Nach dem zuvor abgeleiteten Grundgesetz für die Wärmeströmung kann der folgende Rechnungsgang angesetzt werden:
T_u max = T_j max — ΔT
worin $\Delta T = P_{max} \cdot R_{th\ ju}$ ist.





Die maximale Verlustleistung P_{max} für die Z-Diode erhält man aus (I_z max · U_z) = P_{max} = 40 mA · 6,8 V = = 270 mW.
Diese elektrische Verlustleistung wird in Wärme umgesetzt und bewirkt eine Temperaturerhöhung ΔT = = 270 mW · 0,31 °C/mW = 84 °C.
Die maximale Sperrschichttemperatur darf 150 °C nicht überschreiten, so daß man als höchste Umgebungstemperatur
T_u max = 150 °C — 84 °C = 66 °C erhält.

10.4 Verlustleistungs-Diagramm
Dieser rechnerische Zusammenhang läßt sich auch graphisch anhand eines Verlustleistungs-Diagramms darstellen:

Zu diesem Diagramm ist zu bemerken, daß die max. zulässige Verlustleistung eines Halbleiters normal bei 25 °C angegeben wird und darüber hinaus aufgrund des Wärmewiderstandes bis zur max. Sperrschichttemperatur linear zu reduzieren ist;
typische Werte für T_j max sind
für Si-Halbleiter 150 ...200 °C
für Ge-Halbleiter 70 ... 90 °C

10.5 Wann ist ein Kühlkörper erforderlich?
Bisher wurde nur der Wärmewiderstand des Gehäuses $R_{th\ ju}$ (Sperrschicht-Umgebung) betrachtet. Dieser Wärmewiderstand ist relativ groß, weshalb die Halbleiter ohne zusätzliche Wärmeableitung über einen Kühlkörper nur mit geringer Verlustleistung betrieben

werden dürfen; z. B. können folgende typische Werte für einige gebräuchliche Gehäuse angegeben werden:

Transistor-Gehäuse	z. B. Transistortyp	$R_{th\ ju}$ (°C/W)	P_{max} ohne Kühlung bei $T_u = 25$ °C	$R_{th\ jc}$ (°C/W)	P_{max} mit Kühlung bei $T_c = 25$ °C
TO-18	BC 107	500	300 mW $T_j = 175$ °C	200	750 mW $T_j = 175$ °C
TO-5	BSY 54	220	0,8 W $T_j = 200$ °C	35	3 W $T_j = 200$ °C
SOT-9	BD 109	—	—	7	21,5 W $T_j = 175$ °C
TO-66	2N3054	—	—	6	29 W $T_j = 200$ °C
TO-3	2N3055	—	—	1,5	115 W $T_j = 200$ °C

Leistungstransistoren im Gehäuse SOT-9, T 0-66 und T 0-3 sollen normalerweise mit Kühlkörper betrieben werden, deshalb entfallen die Angaben für $R_{th\ ju}$ und P_{max} ohne Kühlung.

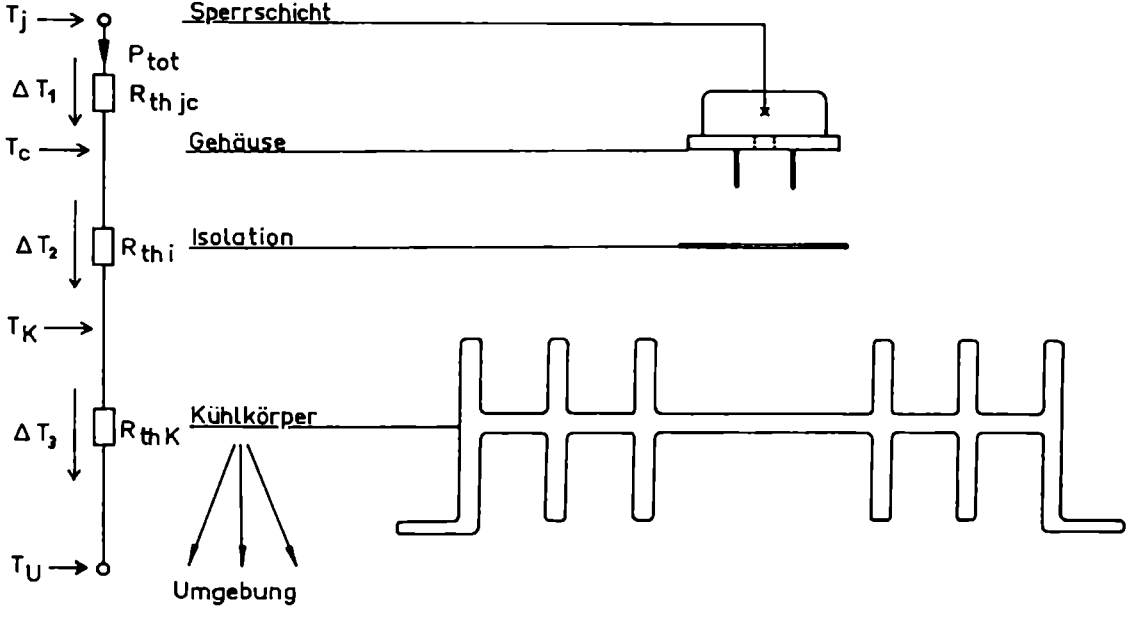
Bei Z-Dioden tritt ebenfalls häufig das Problem einer ausreichenden Kühlung auf, hierzu einige Angaben:

Z-Dioden Gehäuse	z. B. Z-Diodentyp	$R_{th\ ju}$ (°C/W)	P_{max} ohne Kühlung bei $T_u = 25$ °C	$R_{th\ jc}$ (°C/W)	P_{max} mit Kühlung bei $T_c = 25$ °C
DO-7	ZF 2,7 ... 33 oder ZG 1 ... 33	310	400 mW $T_j = 150$ °C	—	—
—	Z 1 ... Z 22	420	300 mW $T_j = 150$ °C	—	—
DO-13	ZD 3,9 ... 200 oder ZM 3,9 ... 180	95	1,3 W $T_j = 150$ °C	—	—
—	ZL 1 ... 180 oder ZX 3,9 ... 200	80	1,5 W $T_j = 150$ °C	5	25 W $T_j = 150$ °C
	mit Kühlblech 10 × 10 cm 2 mm Alu	—	—	R_{th} ges. = 9,8	12,7 W $T_j = 150$ °C

10.6 Thermische Ersatzschaltung

Ist in einem Halbleiter die Verlustleistung wesentlich größer als 1 W, dann reicht die Gehäuseoberfläche zur Wärmeabgabe allein nicht mehr aus. Durch die Montage auf einem Kühlkörper erreicht man eine bedeutende Vergrößerung der wirksamen Oberfläche, so daß der Gesamt-Wärmewiderstand (Sperrschicht — Umgebung) wesentlich verringert wird. Eine vollständige Anordnung bei isolierter Montage (Glimmerscheibe) sieht folgendermaßen aus:

Die Ersatzschaltung zeigt den Vorgang der Wärmeableitung: Sperrschicht — Gehäuse — Isolation — Kühlkörper — Umgebung.



Der Wärmewiderstand Sperrschicht — Umgebung $R_{th\ ju}$ ist im Verhältnis sehr groß und kann deshalb vernachlässigt werden.

10.7 Berechnung eines Kühlkörpers

Aus der Ersatzschaltung ergibt sich folgender Rechnungsgang: Die Verlustleistung P_{tot} als Ausdruck für die Intensität der Wärmeströmung erzeugt an den einzelnen Wärmewiderständen $R_{th\ jc}$, $R_{th\ i}$ und $R_{th\ K}$ einen entsprechenden Temperaturabfall, und zwar

$\Delta T_1 = P_{tot} \cdot R_{th\ jc}$; $\Delta T_2 = P_{tot} \cdot R_{th\ i}$; $\Delta T_3 = P_{tot} \cdot R_{th\ K}$

damit ergibt sich für die gesamte Temperaturdifferenz ΔT (gleich Summe der Einzelgrößen)

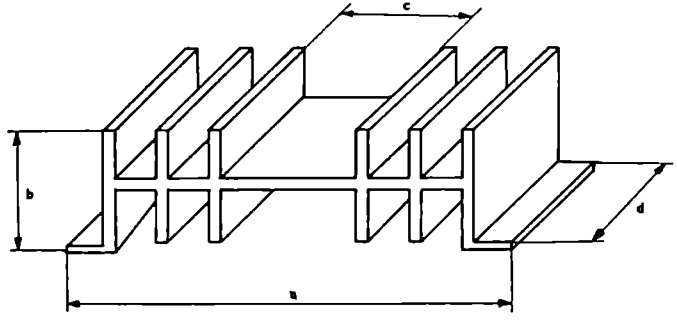
$\Delta T = \Delta T_1 + \Delta T_2 + \Delta T_3 = P_{tot} (R_{th\ jc} + R_{th\ i} + R_{th\ K})$

Diese Formel wird nach $R_{th\ K}$ aufgelöst, da dieser Wert maßgebend für die Ermittlung des erforderlichen Kühlkörpers ist:

$$R_{th\ K} = \frac{\Delta T}{P_{tot}} - R_{th\ jc} - R_{th\ i}$$

10.8 Die Bedeutung der verschiedenen Kenngrößen

a) $R_{th\ K}$ = Wärmewiderstand des Kühlkörpers in (°C/W), in der folgenden Tabelle werden die entsprechenden Werte für einige handelsübliche Kühlkörper angegeben.

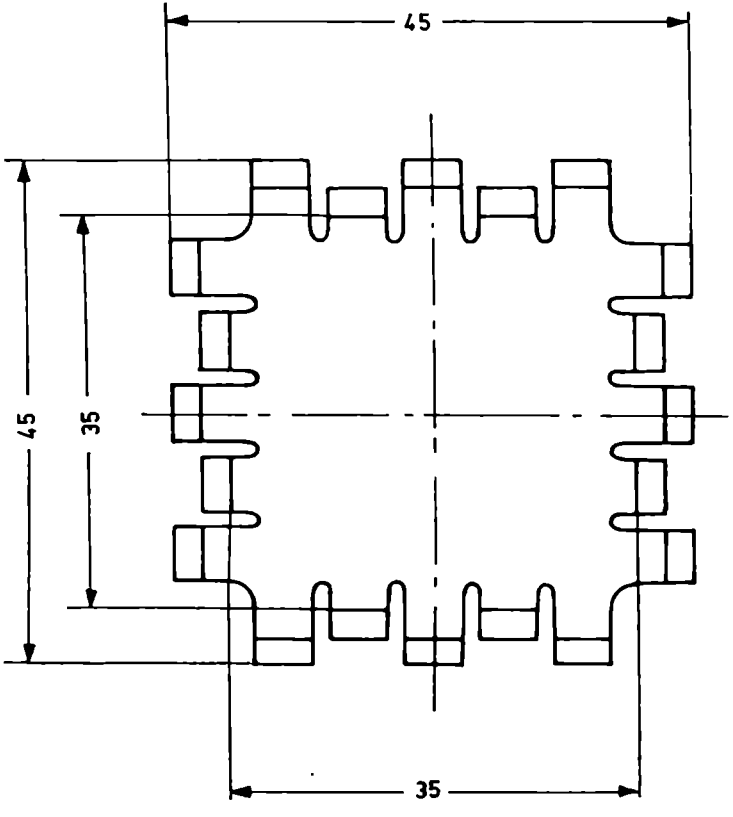


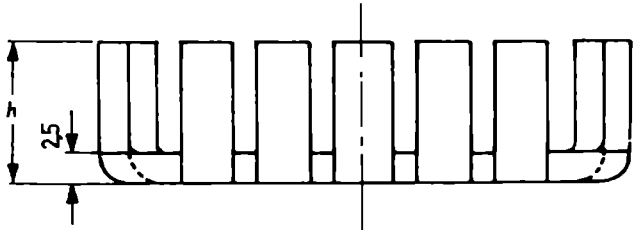
Abmessungen (mm)				Anzahl Rippen	Typ 1)	$R_{th\,K}$ (°C/W) 2) 3)
a	b	c	d			
88	26	37	37,5	6	KL 104 × 37,5 SW	4,5
			50		× 50 SW	3,6
			75		× 75 SW	2,9
			100		× 100 SW	2,4
98,5	53	31,5	37,5	6	KL 103 × 37,5 SW	3,6
			50		× 50 SW	2,9
			75		× 75 SW	2,5
			100		× 100 SW	2,0
120	32	36,5	37,5	8	KL 102 × 37,5 SW	3,3
			50		× 50 SW	2,6
			75		× 75 SW	2,2
			100		× 100 SW	1,7
125	65	34	37,5	10	KL 101 × 37,5 SW	1,9
			50		× 50 SW	1,4
			75		× 75 SW	1,1
			100		× 100 SW	1
			150		× 150 SW	0,85

1) Typenbezeichnung der Firma Seifert, 583 Schwelm, Weststraße 25.

2) $R_{th\,K}$ gemessen bei einer Kühlkörper-Oberflächentemperatur von 50 ° C und senkrechter Montage (Lüftungslöcher vorsehen!).

3) Diese Werte gelten für geschwärzte Oberflächen, bei Alu-blank sind 10 . . . 15 % höhere Werte einzusetzen.



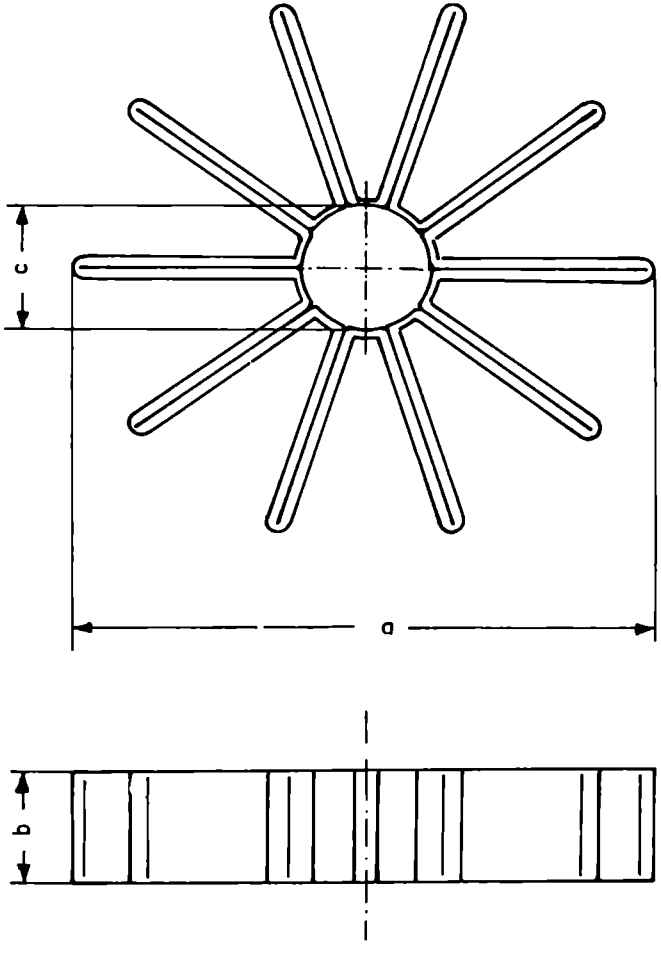


Für Verlustleistungen bis ca. 15 W werden häufig Finger-Kühlkörper eingesetzt:

Höhe (mm)	Typ (Seifert)	$R_{th\,K}$ (°C/W)
12,5	KL 150	7
25	KL 160	6

Eine zusätzliche Wärmeableitung bei TO — 5 und TO — 18 Transistorgehäusen erfolgt gewöhnlich über Kühlsterne:

Abmessungen (mm)			Typ (Seifert)	$R_{th\,K}$ (°C/W)	Gehäuse
a	b	c			
16,3	5	4	KK 510	60	TO — 18
16,3	9,5	4	KK 511	48	
18,3	5	6,7	KK 500	60	TO — 5
18,3	9,5	6,7	KK 501	48	
29	11	6,7	KK 502	33	



b) Der Ausdruck $\frac{\Delta T}{P_{tot}}$ (°C/W) gilt für den gesamten Wärmewiderstand von der Umgebung bis zur Sperrschicht. Davon werden die Teilwiderstände $R_{th\,jc}$ und $R_{th\,i}$ subtrahiert, so daß sich als Differenz der gesuchte Wert für $R_{th\,K}$ ergibt.

ΔT ist die gesamte Temperaturdifferenz zwischen Umgebung und Sperrschicht und errechnet sich aus der max. zulässigen Sperrschichttemperatur für

Si — Halbleiter 150 . . . 200 °C

und Ge — Halbleiter 70 . . . 90 °C

abzüglich der max. Umgebungstemperatur. Dabei ist zu berücksichtigen, daß je nach Konvektion und Leistungsabgabe die Luft in unmittelbarer Nähe der Kühlkörperoberfläche um ca. 10 . . . 20 °C aufgeheizt wird. P_{tot} ist die im Transistorkristall in Wärme umgesetzte Verlustleistung.

c) $R_{th\,jc}$ ist der Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Montagefläche des Transistorgehäuses.

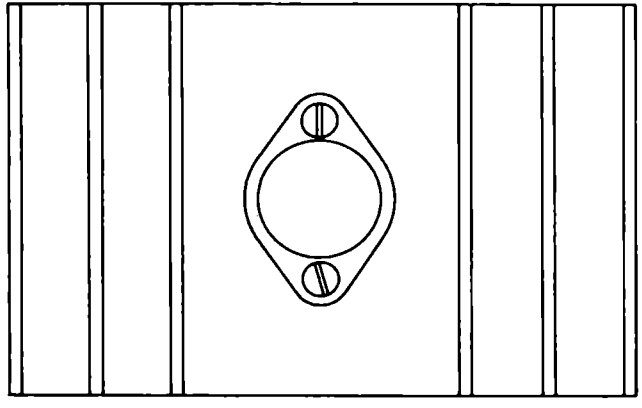
Für die gebräuchlichsten Gehäuse gelten folgende typische Werte:

TO — 3	$R_{th\,jc}$ ca. 1,5 °C/W
TO — 66	ca. 6 °C/W
SOT — 9	ca. 7 °C/W

Weitere Angaben bitte der Tabelle Abschn. 10.5 Seite 70 entnehmen.

d) Mit $R_{th\,i}$ wird der Wärmewiderstand der elektrischen Isolationsschicht, meistens eine Glimmerscheibe, bezeichnet.

Wird für die Isolation eine 0,1 mm starke Glimmerunterlage verwendet, kann $R_{th\,i}$ mit 1,5 °C/W angegeben werden.
Durch beidseitiges Auftragen von Wärmeleitpaste kann dieser Wert auf ca. 0,6 °C/W verringert werden.
Mit Unterlegscheiben aus Beryllium- oder Aluminiumoxyd erreicht man etwa 0,1 . . . 0,2 °C/W.

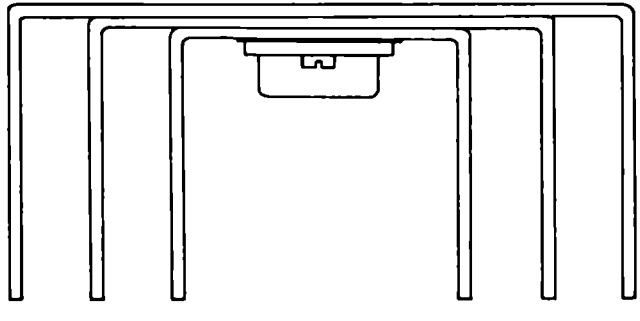


10.9 Anfertigen von Kühlkörpern

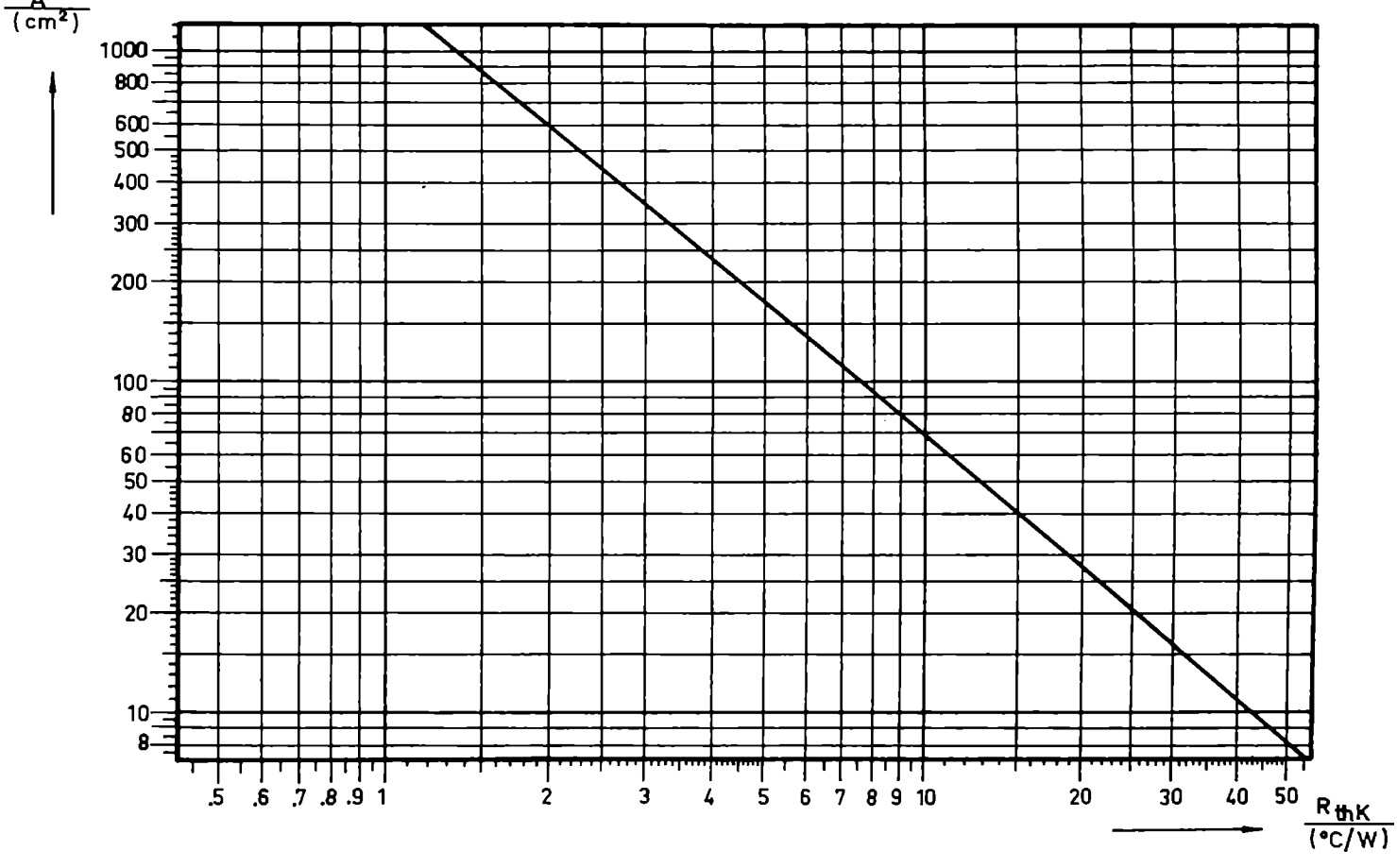
In diesem Abschnitt sollen noch einige Hinweise für das Anfertigen von Kühlkörpern gegeben werden:

a) Materialauswahl

Material	Kupfer	Alu	Messing	Stahl	Glimmer	Wärmeleitpaste	Luft
$R_{th}\left(\frac{°C \cdot cm}{W}\right)$	0,26	0,48	0,9	2,2	168	300	3050



Aus dieser Aufstellung ist ersichtlich, daß Kupfer oder Aluminium die besten Werte für die Wärmeableitung bieten. Als Vergleich wurde auch der Wärmewiderstand für ruhende Luft angegeben. Daher gilt als Richtlinie für die Konstruktion eines Kühlkörpers, möglichst wenig Trennstellen vorzusehen und beim Zusammenbau jeden Lufteinschluß durch Einfügen von Wärmeleitpaste zu vermeiden. Wenn der Wärmetransport durch das geeignete Material und einen ausreichenden


A
(cm²)
1000
800
600
500
400
300
200
100
80
60
50
40
30
20
10
8
.5
.6
.7
.8
.9
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
20
30
40
50
R thK
(°C/W)

Querschnitt sichergestellt ist, wird der Wärmewiderstand im wesentlichen von der wirksamen Oberfläche bestimmt. Zum Erzielen einer möglichst großen Oberfläche werden mehrere U-förmig gebogene Bleche ineinander geschachtelt und an den Trennstellen mit Wärmeleitpaste eingefettet.

b) Oberfläche
Die erforderliche Oberfläche kann nach der Formel

$$A \approx \frac{1500}{R_{th\,K}}$$

A = Oberfläche (cm^2) einseitig gerechnet
$R_{th\,K}$ = Wärmewiderstand (°C/W)

berechnet werden oder dem Diagramm $A = f(R_{th\,K})$ entnommen werden.

An Korrekturfaktoren ist zu berücksichtigen:
bei geschwärzten Blechen kann die Fläche A um ca. 15 % verringert werden; bei waagerechter Montage ist eine ca. 20 % größere Fläche erforderlich.

10.10 Rechenbeispiel
Die Angaben über die Kühlung der Transistoren T_1 und T_2 von Beispiel 9 sollen an dieser Stelle noch einmal überprüft werden; dazu dient der folgende Schaltungsauszug.

Damit können für die Berechnung folgende Angaben gemacht werden:
a) Leistungstransistor T_1 = 2 N 3055
$T_{j\,max}$ = 180 °C; $T_{u\,max}$ = 50 °C ergibt ΔT = 130 °C
$P_{tot\,max}$ = 27,5 W; $R_{th\,jc}$ = 1,5 °C/W;
$R_{th\,i}$ = 0,6 °C/W

Formel: $R_{th\,K} = \frac{\Delta T}{P_{tot}} - R_{th\,jc} - R_{th\,i}$

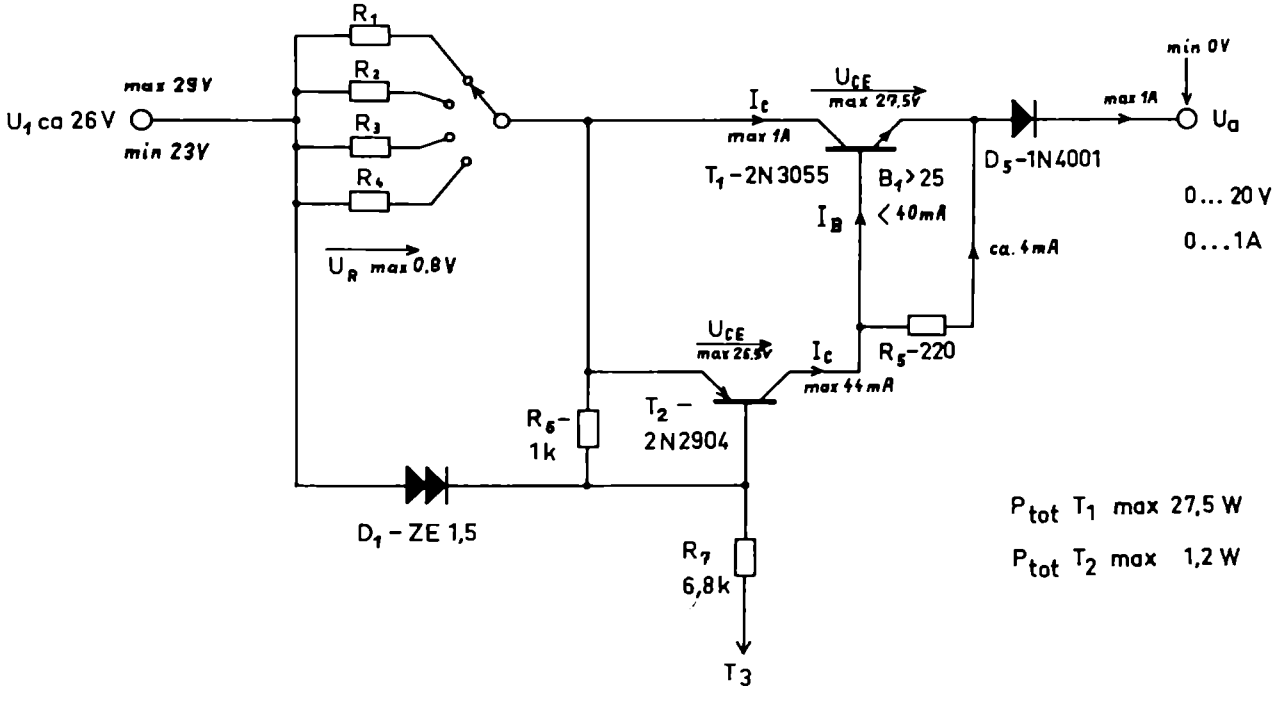
$R_{th\,K} = \frac{130}{27{,}5} - 1{,}5 - 0{,}6)$ °C/W = 2,6 °C/W

Dieser Wärmewiderstand kann z. B. mit einer Kühlschiene Typ KL 102 — 50 SW erreicht werden.

b) Treibertransistor T_2 = 2 N 2904
$T_{j\,max}$ = 160 °C; $T_{u\,max}$ = 50 °C ergibt ΔT = 110 °C
$P_{tot\,max}$ = 1,2 W; $R_{th\,jc}$ = 58 °C/W;
$R_{th\,i}$ entfällt

$$R_{th\,K} = \frac{110\,°C}{1{,}2\,W} - 58\,°C/W = 33\,°C/W$$

Mit dem Kühlstern KK 502 wird dieser Wert erreicht.


R1
R2
R3
R4
max 29V
U1 ca 26V
min 23V
UR max 0,8V
Ic
max 1A
UCE
max 27,5V
T1 - 2N3055
B1 > 25
IB
< 40mA
ca. 4mA
D5 - 1N4001
max 1A
min 0V
Ua
0... 20V
0...1A
UCE
max 26,5V
Ic
max 44mA
R5 - 220
R6 - 1k
T2 - 2N2904
D1 - ZE 1,5
R7 6,8k
T3
Ptot T1 max 27,5 W
Ptot T2 max 1,2 W

11. Daten der verwendeten Halbleiter

11.1 Transistoren

Typ	Aufbau	Gehäuse	R_{thju}/R_{thjc} [°C/W]	Grenzdaten			Kennwerte	
				U_{CE0}	I_C	P_{tot}	B (bei U_{CE}/I_C)	U_{CE} sat (bei I_C/I_B)
AC 121 VII	pnp-Ge	TO-1	300/50	20 V	0,3 A	0,9 W	125 ... 250 (0,5 V/0,1 A)	0,11 V (100 m/5 m)
AC 124	pnp-Ge	—	250/40	32 V	1 A	1,1 W	typ. 60 (1 V/0,1 A)	0,1 V (100 m/10 m)
AD 130 IV	pnp-Ge	TO-3	—/1,5	30 V	3 A	30 W	30 ... 60 (1 V/1 A)	0,25 V (1 A/0,1 A)
AD 131 IV	pnp-Ge	TO-3	—/1,5	45 V	3 A	30 W	30 ... 60 (1 V/1 A)	0,25 V (1 A/0,1 A)
BC 107 A	npn-Si	TO-18	500/200	45 V	0,1 A	0,3 W	125 ... 260 (5 V/2 m)	0,2 V (100 m/5 m)
BC 177 A	pnp-Si	TO-18	500/200	45 V	0,1 A	0,3 W	125 ... 260 (5 V/2 m)	0,3 V (100 m/5 m)
BFY 51	npn-Si	TO-5	220/35	60 V	1 A	4 W	typ. 70 (6 V/0,15 A)	0,14 V (150 m/15 m)
BFY 85	npn-Si-D	TO-5 M	230/—	45 V	0,1 A	0,21 W	100 ... 360 (5 V/0,1 m)	
BSY 54	npn-Si	TO-5	220/58	75 V	0,75 A	3 W	100 ... 300 (10 V/0,15 A)	0,15 V (150 m/15 m)
2N2904	pnp-Si	TO-5	290/58	40 V	0,6 A	3 W	40 ... 120 (10 V/0,15 A)	0,4 V (150 m/15 m)
2N3055	npn-Si	TO-3	1,5	60 V	15 A	115 W	20 ... 70 (4 V/4 A)	1,1 V (4 A/0,4 A)

11.2 Dioden

Typ	Mat.	$T_{j\,max}$	$R_{th\,ju}$	U_R	I_R	U_D	I_D
OA 95	Ge	75 °C	400 °C/W	75 V	35 µA	1,05 V	10 mA
1N4001	Si	175 °C	100 °C/W	50 V	10 µA	1,1 V	1 A

11.3 Z-Dioden

Typ	Mat.	$T_{j\,max}$	$R_{th\,ju}$	P_{tot}	U_z bei 5 mA	I_z bei 45 °C
Z 1	Si	150 °C	420 °C/W	0,25 W	0,65 ... 0,75 V	200 mA
ZE 1,5	Si	120 °C	1500 °C/W	0,05 W	1,35 ... 1,55 V	33 mA
ZF 2,7	Si	150 °C	310 °C/W	0,4 W	2,5 ... 2,9 V	99 mA
ZF 5,6	Si	150 °C	310 °C/W	0,4 W	5,6 ... 6,0 V	49 mA
Z 6	Si	150 °C	420 °C/W	0,25 W	6 ... 7 V	33 mA
Z 10	Si	150 °C	420 °C/W	0,25 W	9 ... 11 V	20 mA

mehr lernen
mehr wissen
mehr können

durch bewährten und anerkannten Fernunterricht

- **Amateur-Funklizenz**
- **Elektronik** Transistor-Elektronik-Praxis
  Digital- und Analog-Elektronik
  Industrie-Elektronik
  Elektronik-Basteln
- **Fernsehtechnik - Farbfernsehen - Reparaturpraxis**
- **Elektrische Meßgeräte und ihre Anwendung**
- **Stabrechnen** ■ **Fremdsprachen** ■ **Bautechnik**

Informationsbroschüren kostenlos und unverbindlich!

Gewünschten Lehrgang bitte angeben.

Die Fernschule in Bremen - 28 Bremen 34 - Postfach 34 7026 Abt. FV

Mitglied im Arbeitskreis korrektes Fernlehrwesen
Empfohlen durch die Aktion Bildungsinformation

TOPP

Buchreihe Elektronik

Die TOPP-Buchreihe Elektronik umfaßt mehr als 100 Titel. Übersetzungen erscheinen in Englisch, Französisch, Holländisch, Schwedisch und Spanisch. Wir senden Ihnen gern eine Titelübersicht und den Prospekt „Welche Schaltung suchen Sie" mit mehr als 1000 Hinweisen auf bereits erschienene Schaltungen.
VERLAG FRECH 7000 STUTTGART 1 (BOTNANG)

Diese Buchreihe macht moderne Elektronik verständlich; sie fördert das Fachwissen, und der weitgespannte, praxisbezogene Themenkreis weckt das Interesse am Aufbau von Schaltungen und an eigenen Experimenten. Für viele wurde Elektronik durch die zuverlässigen Bauanleitungen zum faszinierenden Hobby.

Netzgeräte müssen sein – sie sind die erste Voraussetzung für eine einwandfrei funktionierende elektronische Schaltung. In diesem Buch sind die Grundlagen zum Entwurf von Netzgeräten ziemlich einfach, doch so ausführlich wie nötig zusammengetragen. Eine universell verwendbare Schaltung gibt es nicht, jeder einzelne Fall ist anders und erfordert andere Dimensionierung. Dies ist mit Hilfe der angegebenen Formeln und Berechnungsbeispiele möglich.
Bei den Schaltungen ist auch kurz die Funktion erläutert.

TOPP
ISBN 3-7724-0077-9